

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE MADRID

ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR



TRABAJO FIN DE MÁSTER

**Antenas de ranuras conformada de alta
ganancia sobre guía de onda circular para
comunicaciones móviles 5G**

Máster Universitario en Ingeniería de Telecomunicación

Autor: ESCALONA MORENO, David

Tutor: MASA CAMPOS, José Luis

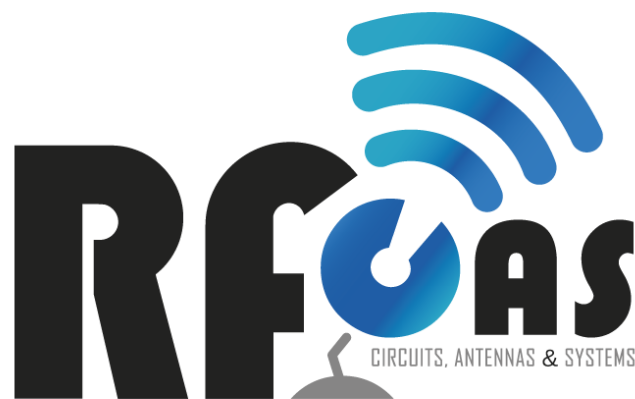
Departamento de Tecnología Electrónica y de las Comunicaciones

Septiembre 2018

ANTENAS DE RANURAS CONFORMADA DE ALTA GANANCIA SOBRE GUÍA DE ONDA CIRCULAR PARA COMUNICACIONES MÓVILES 5G

AUTOR: David Escalona Moreno

TUTOR: José Luis Masa Campos



Grupo de RadioFrecuencia: Circuitos, Antenas y Sistemas

Dpto. TEC

Escuela Politécnica Superior

Universidad Autónoma de Madrid

Septiembre de 2018

Resumen

Este Trabajo de Fin de Máster tiene como objetivo realizar el estudio y diseño de dos modelos de antenas con características semejantes. Siendo precisos, para ambos diseños se han utilizado arrays de ranuras como elemento radiante conformados sobre guía de onda circular. Este tipo de antenas, con alta ganancia, permiten obtener una cobertura omnidireccional en el plano de azimuth y están orientadas a aplicaciones no sectorizadas en el venidero sistema 5G.

En los últimos años, se han investigado el desarrollo de antenas en diferentes bandas de frecuencias, según la distancia de comunicación, en las que se alcance un rendimiento apto para funcionar en la tecnología 5G. Los diseños que se presentan en el documento han sido desarrollados para operar dentro de la banda Ku, a 17 GHz. Algunos sistemas ya operan en esa banda, por ejemplo, subsistemas de telemetría satelital y telemando (16.6 – 17.1GHz) o la banda DBS para descarga de broadcast (17.3-17.7GHz). Además, esta banda, que presenta un gran ancho de banda de comunicación, ha demostrado ser suficiente para proporcionar descargas de enlace de hasta 15 Gbps (Velocidades de operación de la tecnología 5G).

Siendo conocidos los modelos de antenas a diseñar, se han confeccionado de un modo minucioso. Donde cada parte de la antena se ha optimizado por separado y posteriormente integrado, desde su desarrollo teórico hasta su implementación, en el software CST. El primero de los modelos ha sido elaborado para resolver la comunicación en estaciones base de interiores o semi-interiores, donde es necesario orientar la antena hacia el usuario. Para ello, se ha ejecutado un diseño que permite obtener un diagrama en elevación inclinado. Para el segundo modelo se ha rellenado la estructura con un dieléctrico con el fin de conseguir un apuntamiento sin inclinación. Este último modelo ha sido confeccionado para dar cobertura a usuarios que prácticamente se encuentran situados a la misma altura que la estación base.

En último lugar, es importante validar y verificar los diseños simulados. De manera que, el prototipo con diagrama de radiación en elevación inclinado ha sido fabricado y medido el laboratorio de Radio-Frecuencia RFCAS (*Radio-Frecuencia: Circuitos, Antenas y Sistemas*) de la Escuela Politécnica Superior (Universidad Autónoma de Madrid).

La simulación de ambos modelos, junto a la comparativa y ratificación con el modelo construido servirán para corroborar los diseños realizados, así como para presentar las conclusiones y pautas de trabajo futuro a este trabajo de fin de Máster.

Palabras clave

Antena, Ganancia, Cobertura omnidireccional, Ranura, Guía de onda, Array, Modo propagante, Acoplos, Dieléctrico, Onda electromagnética, Potencia, Diagrama de radiación, Frecuencia, Satélite, Polarización, Coeficiente de Reflexión.

Abstract

This end of Master job's objective is the study and design of two models of antennae that share some characteristics. More specifically, slot arrays have been used for both designs as a radiant element on circular waveguide. This type of antennae, with high gain, allow to obtain omnidirectional coverage in the plane of azimuth and are oriented for applications not sectorized in the coming 5G system.

In recent years, according to distance communication, the development of antennae has been researched in different frequency bands. The end result is an excellent performance fit to work in 5G technology. The designs introduced in this document have been developed to operate within the Ku band (17 GHz). Some systems already operate in that band, for example: remote control and satellite telemetry subsystems (16.6 – 17.1 GHz) or the DBS band for broadcast download (17.3-17.7 GHz). Furthermore, the high communication bandwidth of this band has proven sufficient to provide link downloads with 15 Gbps (Operation speeds of 5G technology).

Knowing the different antennae designs, that have been made thoroughly. Where each piece of the models has been optimized separately and have been produced from its theoretical development to its stage of implementation in CST software. The first model has been developed to overcome communication in internal or semi-internal base stations, where there is a need to guide the antenna towards users. For this purpose, a design has been implemented which allows to generate diagrams in inclined elevation. However, the second model has dielectrics that are included in their structure in order to achieve the alignment without inclination. This second model has been made to provide signal to users that are situated at the same height.

Finally, it is important to validate and verify the simulated designs. The prototype with radiation in elevation diagram has been fabricated and measured by the "RadioFrecuencia: Circuitos, Antenas y Sistemas" (RFCAS) laboratory in the "Escuela Politécnica Superior" (Universidad Autónoma de Madrid).

The simulation of both models, along with the comparative and ratification of the model built will be used to corroborate the created designs, as well as present conclusions and future work progress to this Master Thesis

Keywords

Antenna, Gain, Omnidirectional Coverage, Slot, Waveguide, Array, Propagating mode, Coupling, Dielectric, Electromagnetic wave, Power, Radiation Diagram, Frequency, Satellite, Polarization, Reflection Coefficient.

Agradecimientos

En primer lugar quiero comenzar dando las gracias a mi tutor, José Luis Masa. Gracias por despertar en mí, desde las prácticas de “Medios de Transmisión”, el interés hacia esta materia, por brindarme la oportunidad de llevar a cabo este trabajo y sobre todo gracias por tu dedicación y apoyo durante la realización del mismo, sin tu ayuda este trabajo no hubiera sido posible. Gracias también a todos los compañeros del RFCAS, por su acogida y por ayudarme siempre que lo he necesitado.

No quiero olvidarme del resto de profesores ni de la propia Universidad, gracias por enseñarme todo lo que he aprendido.

Gracias a mis amigos, los toledanos, los de toda la vida. Son muchos años juntos y a pesar de la lejanía y los momentos de estudio siempre habéis tenido un hueco para reunirnos y hacerme pasar un buen rato. Gracias por todos esos buenos momentos y los que nos quedan por vivir.

Y como no, a todos mis compañeros, bueno más que compañeros amigos, que han compartido conmigo esta etapa de mi vida. Gracias por vuestro apoyo y cariño durante estos años, gracias por estar ahí y hacer más llevadero el día a día. Os deseo de corazón todo lo mejor en el futuro.

Y por supuesto gracias a toda mi familia, tanto a los Escalona como a los Moreno, gracias por vuestra paciencia durante mis ausencias y por vuestros constantes ánimos durante estos años de estudio. En especial a mis padres, Use y Antonio y a mis hermanos, Sandra y Javier, gracias por vuestro apoyo incondicional y porque gracias a vosotros hoy soy quien soy.

Para todos vosotros, gracias por hacer esto posible.

*David Escalona Moreno
Septiembre de 2018*

Índice general

CAPÍTULO 1 Introducción	1
1.1 Motivación.....	1
1.2 Objetivos.....	1
1.3 Organización de la memoria.....	3
 CAPÍTULO 2 Estado del arte	 5
2.1 Concepto de antena.....	5
2.1.1 Definición y características de una antena.....	5
2.1.2 Bandas de frecuencias.....	5
2.1.3 Tipos de antenas	6
2.2 Diagrama de radiación.....	7
2.2.1 Parámetros de diagrama de radiación	7
2.2.2 Tipos de diagrama de radiación	9
2.3 Directividad, ganancia y eficiencia	9
2.4 Polarización	9
2.5 Arrays de antenas.....	10
2.5.1 Array lineal	12
2.6 Medios de transmisión – Guía de onda circular	13
2.6.1 Modos de propagación.....	13
2.6.2 Guía de onda circular.....	14
2.7 Elementos radiantes - Ranuras	14
2.8 Espectro 5G	15
2.9 Antecedentes tecnológicos	16
 CAPÍTULO 3 Antena conformada con haz de elevación inclinado	 17
3.1 Estudio y diseño de la estructura guía de onda.....	17
3.1.1 Transición coaxil a guía de onda circular	23
3.1.2 Optimización final de la transición de coaxial a guía de onda	26
3.1.3 Medidas del prototipo diseñado.....	28
3.2 Estudio y diseño del elemento radiante	30
3.3 Estudio y diseño del array lineal.....	33
3.3.1 Aplicación práctica para el diseño con haz de elevación inclinado.....	36
3.3.2 Obtención de los factores de acoplo	37
3.3.3 Elemento radiante con cortocircuito.....	40
3.3.4 Agrupación lineal con cortocircuito	40

3.4 Modificación post-modelo.....	41
3.4.1 Disminución del desfase progresivo	41
3.4.2 Obtención de los factores de acoplo para la primera modificación.....	42
3.5 Resultados de simulación antena conformada con haz de elevación inclinad	44
 CAPÍTULO 4 Fabricación y Resultados Experimentales	49
4.1 Fabricación	49
4.1.1 Puesta en marcha en la cámara anecoica	54
4.1.2 Ajuste transición de entrada.....	56
4.2 Resultados experimentales	57
4.2.1 Coeficiente de reflexión.....	57
4.2.2 Diagrama de radiación en el plano de elevación	58
4.2.3 Rizado del diagrama en el plano omnidireccional	60
4.2.4 Curva de ganancia.....	62
 CAPÍTULO 5 Antena conformada con haz de elevación broadside	63
5.1 Diseño de la estructura guía de onda	63
5.1.1 Transición optimizada de coaxial a guía de onda circular.....	65
5.2 Diseño del elemento radiante para la antena con haz de elevación broadside	68
5.3 Diseño del array lineal para la antena con haz de elevación broadside.....	69
5.3.1 Aplicación práctica para el diseño con haz de elevación broadside	70
5.3.2 Obtención de los factores de acoplo	70
5.3.3 Diseño del elemento radiante con cortocircuito para el modelo con haz de elevación broadside	71
5.3.4 Agrupación lineal con cortocircuito	72
5.4 Estudio y diseño de un nuevo elemento radiante	73
5.5 Estudio y diseño del array lineal para la estructura formada por tres ranuras paralelas como elemento radiante.....	74
5.5.1 Obtención de los factores de acoplo para el nuevo elemento radiante	75
5.5.2 Elemento radiante formado por tres ranuras paralelas con cortocircuito	77
5.6 Resultados de simulación para la antena con haz de elevación broadside	78
 CAPÍTULO 6 Conclusiones y trabajo futuro.....	81
6.1 Conclusiones.....	81
6.2 Trabajo futuro	82
 Bibliografía	83
 Glosario de acrónimos.....	85

Anexo A: Presupuestos para los modelos de fabricación	I
Presupuesto 1: Mecanizado en Alumnio	I
Presupuesto 2: Mecanizado en Alumnio + Impresión Plástica + Metalización	I
Comparativa.....	II
 Anexo B: Planos piezas fabricadas.....	III
Plano pieza “base”	III
Plano pieza “tapadera”.....	IV
Plano pieza "guía ranurada".....	V
 Anexo C: Diagrama de radiación normalizado en el plano de elevación en las frecuencias extremo de la banda de trabajo	VII
Plano de elevación ($\varphi = 0^\circ$) a la frecuencia de 16.5 GHz.....	VII
Plano de elevación ($\varphi = 90^\circ$) a la frecuencia de 16.5 GHz.....	VIII
Plano de elevación ($\varphi = 0^\circ$) a la frecuencia de 17.5 GHz.....	IX
Plano de elevación ($\varphi = 90^\circ$) a la frecuencia de 17.5 GHz.....	X
 Anexo D: Rizado del diagrama omnidireccional en los extremos de la banda de trabajo.....	XI
Rizado del diagrama omnidireccional en el la dirección de máximo apuntamiento ($\theta=32^\circ$) a la frecuencia de 16.5 GHz	XI
Rizado del diagrama omnidireccional en el la dirección de máximo apuntamiento ($\theta=-32^\circ$) a la frecuencia de 16.5 GHz.....	XII
Rizado del diagrama omnidireccional en el la dirección de máximo apuntamiento ($\theta=32^\circ$) a la frecuencia de 17.5 GHz	XIII
Rizado del diagrama omnidireccional en el la dirección de máximo apuntamiento ($\theta=-32^\circ$) a la frecuencia de 17.5 GHz.....	XIV
 Anexo E: Parámetros asociados a cada longitud de ranura del elemento radiante formado por tres ranuras paralelas.....	XV

Índice de figuras

Figura 1: Prototipo de antena a diseñar.....	2
Figura 2: Antena Satelital Kymeta, izq. Antena agencia espacial europea, dcha.....	5
Figura 3: Antena de cuadro, izq. Antena Yagui, dcha.....	6
Figura 4: Antena de parche.....	7
Figura 5: Antena de bocina, izq. Reflector, dcha.....	7
Figura 6: Diagrama de radiación en coordenadas cartesianas.....	8
Figura 7: Diagrama de radiación en coordenadas polares.....	8
Figura 8: Diagrama de radiación en coordenadas esféricas.....	8
Figura 9: Ejemplo de agrupación de antenas. Array de parches.....	10
Figura 10: Dibujo aclarativo ecuaciones 2.5 y 2.6, n elementos situados en el sistema de coordenadas.....	11
Figura 11: Array lineal con N elementos separados equiespaciadamente una distancia d ..	12
Figura 12: Figura explicativa guía de onda.....	13
Figura 13: Ejemplo guía de onda circular.....	14
Figura 14: Ranuras radiantes sobre guía de onda rectangular.....	15
Figura 15: Ranuras radiantes alimentadas mediante guía de onda circular.....	16
Figura 16: Partes principales que conforman la antena a diseñar.....	17
Figura 17: Guía de onda circular.....	18
Figura 18: Diseño guía de onda circular con dos puertos.....	20
Figura 19: Frecuencias de corte resultantes de la simulación.....	21
Figura 20: Parámetro S_{11} de las guías circulares propuestas para el modo TM_{01}	22
Figura 21: Parámetro S_{21} de las guías circulares propuestas para el modo TM_{01}	22
Figura 22: Parámetro S_{21} de la guías circular con frecuencia de corte 10.59 GHz para los modos anteriores y posteriores al TM_{01}	22
Figura 23: Diseño transición conector coaxial a guía de onda circular.....	23
Figura 24: Comportamiento dentro de la guía tras diseño de la transición.....	23
Figura 25: Cotas parámetros principales de la transición de conector a guía coaxial diseñada.....	24
Figura 26: Resultados reflexión para los tres diseños realizados.....	24
Figura 27: Parámetro S_{11} de la transición diseñada en Carta de Smith.....	25
Figura 28: Parámetro S_{11} de la transición diseñada en dB.....	25
Figura 29: Parámetro S_{21} , diseño con transición, para diferentes modos propagantes.....	25
Figura 30: Densidad de corriente superficial.....	26

Figura 31: Campo magnético en la superficie de separación entre paredes metálicas interiores de la guía y el dieléctrico de aire.....	26
Figura 32: Diseño transición conector coaxial a guía de onda circular separando el plano de masa del conector.....	26
Figura 33: Cotas elementos principales de la transición con optimización.....	27
Figura 34: Parámetro de reflexión, en Carta de Smith, de la mejora diseñada.....	27
Figura 35: Parámetro de reflexión, en dB de la mejora diseñada.....	28
Figura 36: Comparativa parámetro de reflexión, en dB, con optimización y sin optimización del diseño.....	28
Figura 37: Cotas elementos principales de la estructura.....	29
Figura 38: Ranuras con diferentes composiciones con respecto a las líneas de corriente...	30
Figura 39: Diseño con ranura ortogonal a la dirección de propagación.....	31
Figura 40: Diseño con agrupación de ranuras ortogonales.....	31
Figura 41: Modelo de simulación de una agrupación en anillo de ranuras. Puerto 1 (conector coaxial), puerto 2 (salida en guía de onda circular)	32
Figura 42: Comparativa nivel medio contrapolar normalizado al máximo (plano $\theta=90^\circ$) con agrupaciones formadas por diferente número de ranuras.....	32
Figura 43: Rizado en el plano omnidireccional (plano $\theta=90^\circ$) con agrupaciones en anillo formadas por diferente número de ranuras.....	33
Figura 44: Comparativa nivel de S21 con agrupaciones formadas por diferente número de ranuras.....	33
Figura 45: Diagrama de radiación en el plano de elevación (plano $\phi=90^\circ$). Diseño con un único anillo de ranuras.....	34
Figura 46: Diseño agrupación lineal de anillos de ranuras a lo largo del eje z.....	34
Figura 47: Array lineal equiespaciado donde cada punto representa un anillo de ranuras..	35
Figura 48: Aplicación real primer prototipo.....	36
Figura 49: Modelo de dos puertas para la obtención del coeficiente de acoplo de una agrupación en anillo de ranuras.....	37
Figura 50: Relación coeficiente de acoplo con longitud de la ranura.....	39
Figura 51: Diseño último elemento radiante terminado en cortocircuito.....	40
Figura 52: Coeficiente de reflexión simulado del último elemento radiante con carga adaptada.....	40
Figura 53: Diagrama de radiación. Diseño agrupación lineal terminada en cortocircuito...	41
Figura 54: Diagrama de radiación teórico de la primera modificación.....	42
Figura 55: Relación coeficiente de acoplo con longitud de la ranura.....	43
Figura 56: Simulación del coeficiente de reflexión del prototipo con haz de elevación inclinado.....	44
Figura 57: Comparativa entra la simulación y el modelo teórico del diagrama de radiación normalizado, componente copolar, en el plano de elevación.....	44

Figura 58: Simulación de la componente copolar del diagrama de radiación normalizado para el prototipo con haz de elevación inclinado.....	45
Figura 59: Simulación de la componente contrapolar del diagrama de radiación normalizado para el prototipo con haz de elevación.....	45
Figura 60: Simulación de la componente copolar, para el plano de elevación $\phi=90^\circ$, del diagrama de radiación normalizado para el prototipo con haz de elevación inclinado a la frecuencia central de diseño y en los extremos de la banda de trabajo.....	46
Figura 61: Simulación de la componente copolar, para el plano de elevación $\phi=0^\circ$, del diagrama de radiación normalizado para el prototipo con haz de elevación inclinado a la frecuencia central de diseño y en los extremos de la banda de trabajo.....	46
Figura 62: Simulación del diagrama de radiación, componentes copolar y contrapolar, para el plano omnidireccional $\theta=32^\circ$, para el prototipo con haz de elevación inclinado.....	46
Figura 63: Prototipo pieza “guía ranurada” para fabricación.....	50
Figura 64: Prototipo primera “base” para fabricación.....	50
Figura 65: Prototipo pieza “guía ranurada” para fabricación, segunda modificación.....	51
Figura 66: Prototipo pieza “tapadera” para fabricación.....	51
Figura 67: Pieza tapadera fabricada.....	51
Figura 68: Pieza base fabricada.....	52
Figura 69: Pieza guía ranurada fabricada sin metalizar.....	52
Figura 70: Proceso de metalización pieza guía ranurada.....	52
Figura 71: Pieza guía ranurada fabricada.....	53
Figura 72: Montaje antena completa.....	53
Figura 73: Montaje antena completa 2.....	54
Figura 74: Montaje antena completa en la cámara anecoica.....	54
Figura 75: Montaje antena completa en la cámara anecoica 2.....	55
Figura 76: Montaje antena completa en la cámara anecoica 3.....	55
Figura 77: Parámetro de reflexión en función de la longitud del alma del conector.....	56
Figura 78: Parámetro de reflexión adaptado a la frecuencia de trabajo.....	56
Figura 79: Antena completa conformada por tres piezas diseñada en CST.....	57
Figura 80: Comparativa parámetro de reflexión simulado y medido.....	57
Figura 81: Diagrama de radiación normalizado, componente copolar, en el plano de elevación ($\phi=0^\circ$).....	58
Figura 82: Diagrama de radiación normalizado, componente contrapolar, en el plano de elevación ($\phi=0^\circ$).....	58
Figura 83: Diagrama de radiación normalizado, componente copolar, en el plano de elevación ($\phi=90^\circ$).....	59
Figura 84: Diagrama de radiación normalizado, componente contrapolar, en el plano de elevación ($\phi=0^\circ$).....	59
Figura 85: Rizado del diagrama de radiación omnidireccional normalizado, componente copolar, en la dirección de máximo apuntamiento ($\theta=32^\circ$).....	60

Figura 86: Rizado del diagrama de radiación omnidireccional normalizado, componente contrapolar, en la dirección de máximo apuntamiento ($\theta=32^\circ$).....	60
Figura 87: Rizado del diagrama de radiación omnidireccional normalizado, componente copolar, en la dirección de máximo apuntamiento ($\theta=-32^\circ$).....	61
Figura 88: Rizado del diagrama de radiación omnidireccional normalizado, componente contrapolar, en la dirección de máximo apuntamiento ($\theta=-32^\circ$).....	61
Figura 89: Ganancia (medida y simulada) y directividad en la dirección de máximo apuntamiento (planos de elevación $\varphi = 0^\circ$ y $\varphi = 90^\circ$).....	62
Figura 90: Diseño guía de onda circular abs con dos puertos.....	64
Figura 91: Parámetro S11 de la guía circular rellena de dieléctrico propuesta para el modo TM01.....	65
Figura 92: Parámetro S21 de la guía circular rellena de dieléctrico propuesta.....	65
Figura 93: Diseño transición optimizada de conector coaxial a guía de onda circular rellena de dieléctrico.....	65
Figura 94: Cotas elementos principales de la estructura con haz de elevación broadside...	66
Figura 95: Parámetro S21 de diferentes modos propagantes para el diseño con haz de elevación broadside.....	67
Figura 96: Parámetro de reflexión, en Carta de Smith, (estructura rellena de abs).....	67
Figura 97: Parámetro de reflexión, en dB, (estructura rellena de abs)	67
Figura 98: Diseño con agrupación de ranuras ortogonales para la antenna con haz de elevación broadside.....	68
Figura 99: Resultados de transmisión en función de la longitud de la ranura para la antenna con haz de elevación broadside.....	68
Figura 100: Resultados de reflexión en función de la longitud de la ranura para la antenna con haz de elevación broadside.....	69
Figura 101: Diseño array de ranuras a lo largo del eje z antenna con haz de elevación broadside.....	69
Figura 102: Aplicación real segundo prototipo.....	70
Figura 103: Relación coeficiente de acoplo con longitud de la ranura para el diseño con haz de elevación broadside.....	70
Figura 104: Diseño último elemento radiante terminado en cortocircuito para el modelo con haz de elevación broadside.....	72
Figura 105: Coeficiente de reflexión simulado del último elemento radiante con carga adaptada para la antenna con haz de elevación broadside.....	72
Figura 106: Diagrama de radiación en el plano de elevación ($\varphi=90^\circ$) alcanzado para el array lineal terminado en cortocircuito para el modelo con haz de elevación broadside....	73
Figura 107: Resultados de reflexión para el diseño de la agrupación lineal terminada en cortocircuito para la antenna con haz de elevación broadside	73
Figura 108: Esquema elemento radiante formado por tres ranuras paralelas.....	73
Figura 109: Comparativa parámetros de reflexión entre diferentes elementos radiantes....	74
Figura 110: Comparativa parámetros de transmisión entre diferentes elementos radiantes.....	74

Figura 111: Diseño array de ranuras a lo largo del eje z para la estructura formada por tres ranuras paralelas como elemento radiante.....	75
Figura 112: Diagrama de radiación teórico en el plano de elevación para el array lineal conformado por tres ranuras paralelas como estructura de elemento radiante.....	75
Figura 113: Relación coeficiente de acoplo con longitud de la ranura para la estructura conformado por tres ranuras paralelas como elemento radiante.....	76
Figura 114: Diseño último elemento radiante conformado por tres ranuras paralelas terminado en cortocircuito.....	77
Figura 115: Coeficiente de reflexión simulado del último elemento radiante, conformado por tres ranuras paralelas, con carga adaptada.....	77
Figura 116: Simulación del coeficiente de reflexión del modelo con haz de elevación broadside.....	78
Figura 117: Simulación de la componente copolar del diagrama de radiación normalizado en el plano de elevación para el modelo con haz de elevación broadside.....	78
Figura 118: Simulación de la componente contrapolar del diagrama de radiación normalizado en el plano de elevación para el modelo con haz de elevación broadside.....	79
Figura 119: Simulación de la componente copolar para el plano de elevación ($\varphi=0^\circ$) del diagrama de radiación normalizado. Modelo con haz de elevación broadside a la frecuencia central de diseño y en los extremos de la banda de trabajo.....	79
Figura 120: Simulación de la componente copolar para el plano de elevación ($\varphi=90^\circ$) del diagrama de radiación normalizado. Modelo con haz de elevación broadside a la frecuencia central de diseño y en los extremos de la banda de trabajo.....	79
Figura 121: Simulación del diagrama de radiación, componentes copolar y contrapolar, para el plano omnidireccional $\theta=32^\circ$, para el modelo con haz de elevación broadside.....	80
Figura 122: Plano pieza “base”.....	III
Figura 123: Plano pieza “tapadera”.....	IV
Figura 124: Plano pieza “guía ranurada”.....	V
Figura 125: Diagrama de radiación a 16.5GHz normalizado, componente copolar, en el plano de elevación ($\varphi=0^\circ$).....	VII
Figura 126: Diagrama de radiación a 16.5 GHz normalizado, componente contrapolar, en el plano de elevación ($\varphi=0^\circ$).....	VII
Figura 127: Diagrama de radiación a 16.5GHz normalizado, componente copolar, en el plano de elevación ($\varphi=90^\circ$).....	VIII
Figura 128: Diagrama de radiación a 16.5 GHz normalizado, componente contrapolar, en el plano de elevación ($\varphi=90^\circ$).....	VIII
Figura 129: Diagrama de radiación a 17.5GHz normalizado, componente copolar, en el plano de elevación ($\varphi=0^\circ$).....	IX
Figura 130: Diagrama de radiación a 17.5 GHz normalizado, componente contrapolar, en el plano de elevación ($\varphi=0^\circ$).....	IX
Figura 131: Diagrama de radiación a 17.5GHz normalizado, componente copolar, en el plano de elevación ($\varphi=90^\circ$).....	X
Figura 132: Diagrama de radiación a 17.5 GHz normalizado, componente contrapolar, en el plano de elevación ($\varphi=90^\circ$).....	X

Figura 133: Rizado (componente copolar) del diagrama omnidireccional en la dirección de máximo apuntamiento ($\theta=32^\circ$). Frecuencia 16.5 GHz.....	XI
Figura 134: Rizado (componente contrapolar) del diagrama omnidireccional en la dirección de máximo apuntamiento ($\theta=32^\circ$). Frecuencia 16.5 GHz.....	XI
Figura 135: Rizado (componente copolar) del diagrama omnidireccional en la dirección de máximo apuntamiento ($\theta=-32^\circ$). Frecuencia 16.5 GHz.....	XII
Figura 136: Rizado (componente contrapolar) del diagrama omnidireccional en la dirección de máximo apuntamiento ($\theta=-32^\circ$). Frecuencia 16.5 GHz.....	XII
Figura 137: Rizado (componente copolar) del diagrama omnidireccional en la dirección de máximo apuntamiento ($\theta=32^\circ$). Frecuencia 17.5 GHz.....	XIII
Figura 138: Rizado (componente contrapolar) del diagrama omnidireccional en la dirección de máximo apuntamiento ($\theta=32^\circ$). Frecuencia 17.5 GHz.....	XIII
Figura 139: Rizado (componente copolar) del diagrama omnidireccional en la dirección de máximo apuntamiento ($\theta=-32^\circ$). Frecuencia 17.5 GHz	XIV
Figura 140: Rizado (componente contrapolar) del diagrama omnidireccional en la dirección de máximo apuntamiento ($\theta=-32^\circ$). Frecuencia 17.5 GHz.....	XIV
Figura 141: Cotas elementos principales del elemento radiante formado por tres ranuras paralelas.....	XV

Índice de tablas

Tabla 1: Banda de frecuencias en el rango de las microondas.....	6
Tabla 2: Parámetros ecuaciones 2.5 y 2.6.....	12
Tabla 3: Ceros de las funciones de Bessel y sus derivadas.....	18
Tabla 4: Parámetros principales de las ecuaciones (3.1), (3.2) y (3.3).....	20
Tabla 5: Frecuencias de corte modo TM_{01} elegidas.....	20
Tabla 6: Comparativa resultados teóricos con los de simulación.....	21
Tabla 7: Dimensiones elementos principales de la transición.....	24
Tabla 8: Dimensiones elementos principales de la transición con optimización.....	27
Tabla 9: Dimensiones elementos principales de la estructura.....	29
Tabla 10: Parámetros ecuación (3.6) y (3.7)	35
Tabla 11: Parámetros ecuación (3.13)	38
Tabla 12: Coeficientes de acoplo (dB) para un array lineal de 16 elementos con una distribución uniforme en amplitud y una potencia residual del 0%.....	38
Tabla 13: Longitud ranuras para un array lineal de 16 elementos con una distribución uniforme en amplitud y una potencia residual del 0%.....	39
Tabla 14: Relación entre diferentes distancias físicas entre anillos y λ_0	41
Tabla 15: Coeficientes de acoplo (dB) para un array lineal de 48 elementos con una distribución uniforme en amplitud y una potencia residual del 0%.....	42
Tabla 16: Longitud ranuras para un array lineal de 48 elementos con una distribución uniforme en amplitud y una potencia residual del 0%.....	43
Tabla 17: Ganancia, directividad y ángulo de apuntamiento a diferentes frecuencias ((plano de elevación ($\phi=0^\circ$)).....	47
Tabla 18: Ganancia, directividad y ángulo de apuntamiento a diferentes frecuencias (plano de elevación ($\phi=90^\circ$))	47
Tabla 19: Parámetros principales de las ecuaciones 5.1, 5.2 y 5.3.....	64
Tabla 20: Comparativa resultados teóricos con los de simulación.....	64
Tabla 21: Dimensiones elementos principales de la estructura con haz de elevación broadside.....	66
Tabla 22: Coeficientes de acoplo (dB) para un array lineal de 16 elementos con una distribución uniforme en amplitud y una potencia residual del 0% para el diseño con haz de elevación broadside.....	71
Tabla 23: Longitudes de ranuras asociadas para un array lineal de 16 elementos con una distribución uniforme en amplitud y una potencia residual del 0% para el diseño con haz de elevación broadside.....	71

Tabla 24: Coeficientes de acoplo (dB) para un array lineal, conformado por tres ranuras paralelas como estructura de elemento radiante, de 16 elementos con una distribución uniforme en amplitud y una potencia residual del 0%.....	76
Tabla 25: Longitud de ranuras asociadas para un array lineal, conformado por tres ranuras paralelas como estructura de elemento radiante, de 16 elementos con una distribución uniforme en amplitud y una potencia residual del 0%.....	76
Tabla 26: Ganancia, directividad y apuntamiento a diferentes frecuencias (plano de elevación ($\phi=0^\circ$))......	80
Tabla 27: Ganancia, directividad y apuntamiento a diferentes frecuencias (plano de elevación ($\phi=90^\circ$))......	80
Tabla 28: Comparativa presupuestos para los dos modelos de fabricación descritos en el capítulo de fabricación.....	II
Tabla 29: Valores medidos a la frecuencia 16.5 GHz.....	VIII
Tabla 30: Valores medidos a la frecuencia 16.5.....	X
Tabla 31: Valores asociados a cada parámetro que conforma el elemento radiante formado por tres ranuras paralelas en función de la longitud de la ranura principal.....	XVI

1

Introducción

1.1 Motivación

El continuo progreso en las redes de telecomunicación ha fomentado la importancia que ha adquirido el estudio de nuevas antenas, con diferentes características, en los últimos años. La nueva tecnología 5G (*Quinta Generación*), presenta la ventaja de una mayor velocidad y un mayor rendimiento. Este hecho, junto a la proximidad de disponibilidad comercial, ha originado que el número de publicaciones relacionadas con el desarrollo de antenas, que funcionen en el rango de frecuencias de trabajo 5G, aumente paulatinamente.

En concreto, en este trabajo de fin de máster, se pretende diseñar y fabricar una antena de ranuras alimentada mediante una guía de onda circular. Este tipo de antenas resulta de especial interés dado que las ranuras que lo forman, dispuestas sobre el perímetro de la guía de onda que lo alimenta, permiten obtener una cobertura omnidireccional en el plano de acimut. Este tipo de cobertura omnidireccional está orientada a aplicaciones no sectorizadas en el futuro sistema 5G, por ejemplo, en el interior de edificios, casas o similares, en las que se requiere mucho rango angular de cobertura (por ejemplo, el interior de una casa). Este punto, es una de las principales cuestiones que ha motivado la realización de este trabajo.

Como contrapartida de esta amplia cobertura angular se penaliza la ganancia de la antena, y por ello, el alcance en distancia. De manera que, otro de los motivos que ha promovido la confección de este trabajo que se presenta, es el objetivo de aumentar el alcance en distancia sin necesidad de reducir la cobertura angular. Es decir, un diseño que aumente la ganancia de la antena sin perder la propiedad de diagrama omnidireccional.

Para lograr esta última parte se diseñará una agrupación de ranuras a lo largo de la longitud de la guía circular. Esta estrategia de array permitirá aumentar la ganancia del sistema, estudiándose su influencia en la radiación omnidireccional.

1.2 Objetivos

Cómo se ha comentado brevemente en el punto anterior, la finalidad de este trabajo de fin de máster es tal y como dicta su título: realizar el diseño y fabricación de una antena de ranuras conformadas, utilizando como estructura guía de onda.

En concreto, se ha utilizado tecnología de guía de onda circular como estructura física que dé soporte a los elementos radiante principales que conforman la antena. El esquema de diseño de la antena se muestra en la figura 1.

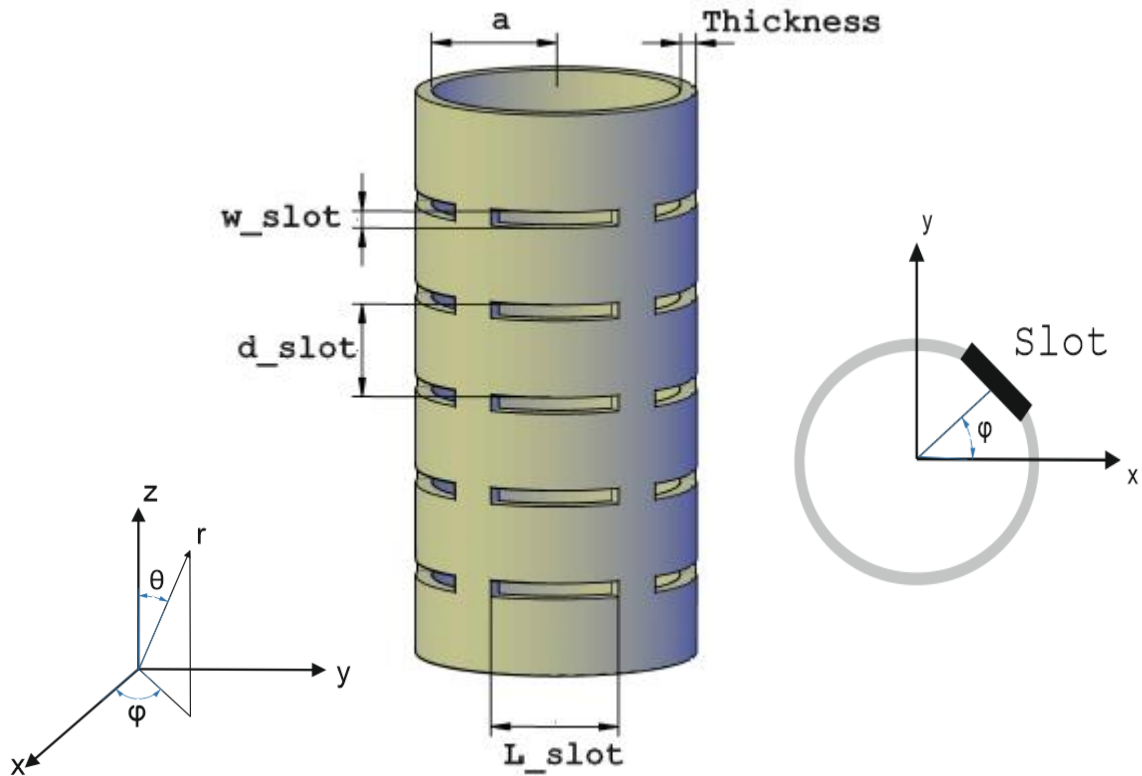


Figura 1: Prototipo de antena a diseñar

Para poder llegar a fabricar la estructura será necesario, en primer lugar, abordar un profundo estudio acerca de las ranuras como elemento radiante, utilizando guía de onda circular para su disposición. Del mismo modo, será necesario analizar los modos propagantes en la guía de onda propuesta y la forma de generar el adecuado para una correcta radiación. Por último, se investigará los esquemas de antenas conformados basados en agrupaciones en anillo para obtener radiación omnidireccional.

Finalizada esta fase, se procede a su diseño y simulación en el software electromagnético CST (*Computer Simulation Technology*). En este período se dimensiona el tamaño de la guía, así como la estructura que se encarga de atenuar los modos propagantes no necesarios. Igualmente se dimensionan las ranuras con el fin de obtener cobertura omnidireccional. Este proceso se debe repetir con agrupaciones circulares a lo largo de la guía formando un array vertical, consiguiendo de este modo, un diagrama de radiación directivo en elevación.

Conseguido el aumento de ganancia y vigilado que las características previas no se vean menoscabadas por la influencia de acoplos mutuos. Se construirá un prototipo demostrador de la antena bajo diseño. Por último, se llevará a cabo una batería de pruebas y se realizará una comparativa con los resultados teóricos y diseñados previamente.

1.3 Organización de la memoria

La memoria ha quedado dividida en los siguientes capítulos:

- En el CAPÍTULO 1 se han resumido los aspectos más significativos que se abordarán a lo largo del trabajo. Presentado especial interés en la importancia que ha adquirido el estudio y desarrollo de nuevas antenas con alta ganancia y cobertura omnidireccional en los últimos años.
- En el CAPÍTULO 2 se expone de manera minuciosa el estado del arte actual. Para ello se realiza una descripción de los aspectos más técnicos. En este capítulo se presentará especial interés en las antenas de array, así como las características más relevantes de las mismas. De igual manera, se explicará en detalle diferentes tipos de elementos radiantes, centrando la exposición en las ranuras como elemento radiante.
- El CAPÍTULO 3 se centra en el proceso de diseño y simulación del prototipo. Durante este capítulo se abordará tanto el diseño teórico como su implementación en el software electromagnético CST. Finalmente, se presentan los resultados obtenidos tras la simulación. Este prototipo arroja un diagrama de elevación inclinado y está especialmente pensado para resolver la comunicación en estaciones base de interiores o semi-interiores, donde se necesita orientar la antena situada en el techo del edificio directamente al usuario.
- En el CAPÍTULO 4, una vez diseñado y comprobado correctamente el bloque anterior, se confirmará el correcto funcionamiento del dispositivo. Para ello, se realiza la fabricación de la antena bajo diseño. Para finalizar el capítulo, se presentan los resultados experimentales derivados de la fabricación y se muestra una comparativa con los resultados obtenidos en simulación.
- En el CAPÍTULO 5 se repite el proceso de diseño del capítulo 3, pero esta vez, se cambia la estructura interna del prototipo sustituyendo el interior de la guía por un material dieléctrico, ABS (*Acrilonitrilo Butadieno Estireno*). Con esta modificación se busca conseguir un apuntamiento sin inclinación en el plano de elevación. Este diseño es más habitual para comunicaciones donde un vehículo hace de estación base y pretende dar cobertura a los usuarios que están situados aproximadamente a la misma altura. Nuevamente se muestran los resultados de simulación alcanzados.
- El CAPÍTULO 6 pone fin al documento, en este último capítulo se exponen las conclusiones extraídas una vez terminado el trabajo y se presentan las posibles pautas de trabajo futuro.

2

Estado del arte

2.1 Concepto de antena

Este capítulo tiene como fin introducir al lector a los conceptos teóricos más relevantes, así como, presentar los antecedentes tecnológicos previos al estudio de este trabajo.

2.1.1 Definición y características de una antena

Una antena es definida como un dispositivo diseñado para radiar y recibir ondas electromagnéticas y que además adapta la salida o la entrada al medio. La longitud de onda de la señal junto a las dimensiones del dispositivo determinan las características de la antena.



Figura 2: Antena Satelital Kymeta, izq [1]. Antena agencia espacial europea, dcha [2]

El propósito principal, del diseño que se va a llevar a cabo, será radiar la potencia suministrada en la dirección adecuada. Una antena se considera correctamente diseñada cuando la antena se encuentre adaptada a la línea de transmisión que se conecta y muestre un diagrama de radiación adecuado.

2.1.2 Bandas de frecuencias

La antena se dimensiona para que las ondas oscilen en torno a una frecuencia en concreto. Esta frecuencia de trabajo vendrá encuadrada en una determinada banda de frecuencias.

Una banda de frecuencias, es un intervalo dentro del espectro electromagnético destinado a un uso establecido previamente. En la actualidad, el organismo encargado de regular esta división del espectro es el ITU (*Unión Internacional de Telecomunicaciones*). La banda de frecuencias más común son las microondas, en la actualidad se encuentra dividida de la siguiente manera, tabla 1. [3].

Banda	Frecuencia (Mín-Máx)	Longitud de onda (Máx-Mín)
L	(1 – 2) GHz	(30 – 15) cm
S	(2 – 4) GHz	(15 – 7.5) cm
C	(4 – 8) GHz	(7.5 – 3.75) cm
X	(8 – 12.4) GHz	(3.75 – 2.42) cm
Ku	(12.4 – 18) GHz	(2.42 – 1.66) cm
K	(18 – 26.5) GHz	(1.66 – 1.11) cm
Ka	(26.5 – 40) GHz	(11.1 – 7.5) mm
mm	(40 – 300) GHz	(7.5 – 1) mm

Tabla 1: Banda de frecuencias en el rango de las microondas

El diseño que se propone en el proyecto está especialmente pensado para que trabaje a frecuencias dentro de la banda Ku (*Kurz-Untend*) (12.4 – 18GHz). Esta banda se usa mayormente en comunicaciones satelitales. [4].

2.1.3 Tipos de antenas

Existen tres grandes grupos en los que podemos agrupar las antenas. [5].

- **Antenas lineales:** Son aquellas en las que el elemento radiante está formado por hilos conductores cuya sección es mucho menor que la longitud de onda de trabajo. Como ejemplo de este tipo de antenas tenemos los monopolos, dipolos, antenas de cuadro, etc.



Figura 3: Antena de cuadro, izq. Antena Yagui, dcha [6]

- **Antenas impresas:** Para su estructura se utiliza tecnología de sustrato impreso, esto facilita su integración en diferentes dispositivos. El ejemplo más claro de este tipo de antenas son las antenas de parche.

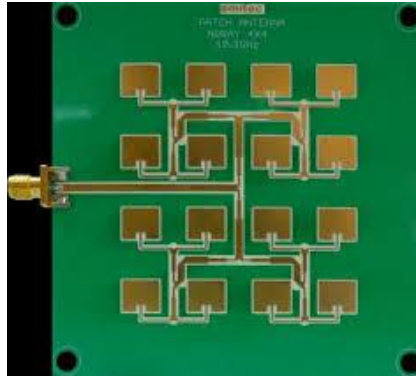


Figura 4: Antena de parche [7]

- **Antenas de apertura:** Son aquellas en las que la onda electromagnética se radia al medio mediante una embocadura o apertura física en la antenna. Como ejemplo de este tipo de antenas se tienen las bocinas, los reflectores o las ranuras.



Figura 5: Antena de bocina, izq [8]. Reflector, dcha [9]

2.2 Diagrama de radiación

Se define diagrama de radiación como la representación gráfica de las características de radiación de la antena, en función de la dirección angular. Aunque es posible la representación de diagramas de polarización y fase, la forma más común de diagrama de radiación es representar la densidad de potencia. [10].

Por otra parte, es posible representar un diagrama de radiación en coordenadas cartesianas (2D), como se ilustra en la figura 6. Coordenadas polares (2D), figura 7. O coordenadas esféricas (3D), figura 8.

2.2.1 Parámetros de diagrama de radiación

De los diferentes indicadores de un diagrama de radiación, destacan:

- **Lóbulo principal:** Margen angular entorno a la dirección de máxima radiación.
- **Lóbulos secundarios:** Resto de lóbulos, de valor menor al lóbulo principal.
- **Lóbulos laterales:** Lóbulos secundarios adyacentes al principal.
- **Ancho de haz a -3dB:** Espacio angular entre puntos de densidad de potencia mitad del lóbulo principal.
- **Relación lóbulo principal a secundario (SLL):** Diferencia, en dB, entre los lóbulos laterales y el lóbulo principal

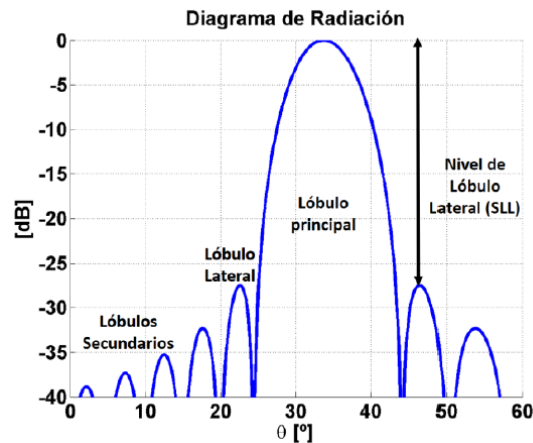


Figura 6: Diagrama de radiación en coordenadas cartesianas

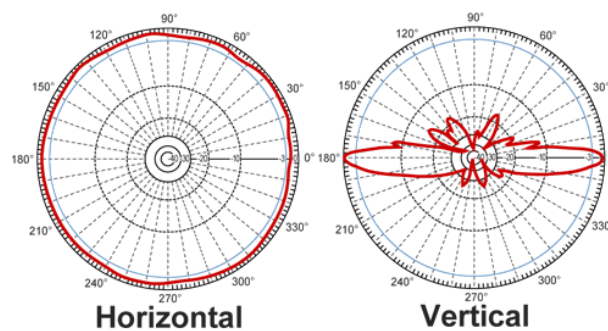


Figura 7: Diagrama de radiación en coordenadas polares

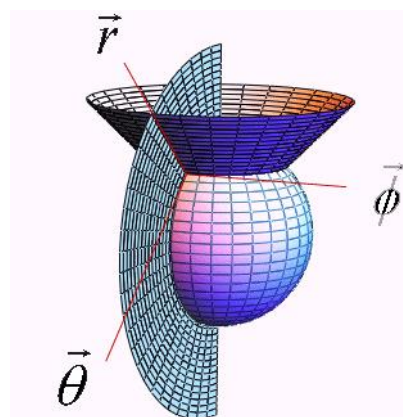


Figura 8: Diagrama de radiación en coordenadas esféricas

2.2.2 Tipos de diagramas de radiación

Los diagramas de radiación se pueden clasificar dependiendo de la radiación de la antena en:

- **Directivos:** Máximo de radiación se concentra en una dirección.
- **Omnidireccionales:** Presentan simetría de revolución en torno a un eje.
- **Isotrópicos:** Misma densidad de potencia en todas las direcciones.

2.3 Directividad, ganancia y eficiencia

La **directividad** es la relación entre la intensidad de radiación que produciría una antena si radiara en todas direcciones y la intensidad de radiación de una antena en una dirección dada (U). En condiciones de campo lejano este valor viene definido por la ecuación (2.1).

$$D(\theta, \varphi) = \frac{U(\theta, \varphi)}{U_0} = \frac{4\pi * U(\theta, \varphi)}{P_{rad}} \quad (2.1)$$

Ganancia, es el cociente entre la intensidad de radiación en una dirección y la intensidad de radiación de una antena isotrópica que aceptara la misma potencia de entrada (P_{in}) que la antena bajo estudio, ecuación (2.2).

$$G(\theta, \varphi) = 4\pi * \frac{U(\theta, \varphi)}{P_{in}} \quad (2.2)$$

El último parámetro, que relaciona los dos conceptos vistos anteriormente, es la **eficiencia**. La eficiencia es la relación entre la potencia radiada (P_{rad}) y la potencia de entrada (P_{in}), ecuación (2.3) y (2.4). [10].

$$\eta = \frac{P_{rad}}{P_{in}} \quad (2.3)$$

$$G(\theta, \varphi) = \eta * D(\theta, \varphi) \quad (2.4)$$

2.4 Polarización

La polarización de una antena en una dirección, es la orientación del campo eléctrico radiado y es determinada por la variación temporal del campo radiado en la misma dirección.

El tipo de polarización viene descrito por la figura geométrica que describe la variación de dirección del campo y su sentido de giro, visto desde la antena. Esto es lo que se describe normalmente como elipse de polarización y existen diferentes casos:

- **Polarización lineal:** Puede ser tanto horizontal como vertical y se da cuando la figura trazada a lo largo del tiempo es un segmento. En este caso la relación axial es infinito.
- **Polarización circular:** Se da cuando el campo radiado es una circunferencia. Puede ser circular a derechas o a izquierdas, depende del signo del desfase. En este caso la relación axial tiene un valor igual a 1.
- **Polarización elíptica:** El campo proyectado gira formando una elipse. Su sentido de giro también puede ser a izquierdas o a derechas. El valor de relación axial toma un valor distinto de 1.

El cociente entre el eje mayor y el eje menor de una elipse de polarización se denomina **relación axial** (AR). Aquella componente que representa la radiación de la antena con la polaridad deseada se denomina componente **copolar**. Mientras que la componente **contrapolar**, es aquella que representa la radiación de antena con polarización no deseada [10].

2.5 Arrays de antenas

Los nuevos avances tecnológicos requieren del uso de antenas con una alta ganancia para comunicaciones de la larga distancia. En repetidas ocasiones, el uso de un único elemento radiante puede producir un diagrama de radiación con un ancho de haz holgado y por consiguiente, un nivel bajo de ganancia. Para subsanar este problema existen dos posibilidades.

La primera de ellas consiste en modificar las características eléctricas de la antena y del elemento radiante, este procedimiento puede llegar a un punto en el que no sea posible seguir aumentando el volumen del diseño. En este punto, es donde ganan especial protagonismo las agrupaciones de antenas o elementos radiantes. Un array es una agrupación de varios elementos radiantes, cuya unión nos permite modificar las prestaciones del diseño individual. Los elementos radiantes se sitúan de una forma determinada y mediante el acoplo de señal entre los mismos se consigue una mayor ganancia frente al elemento individual. Además, se consigue un mayor gobierno sobre el diagrama de radiación [11 y 12].

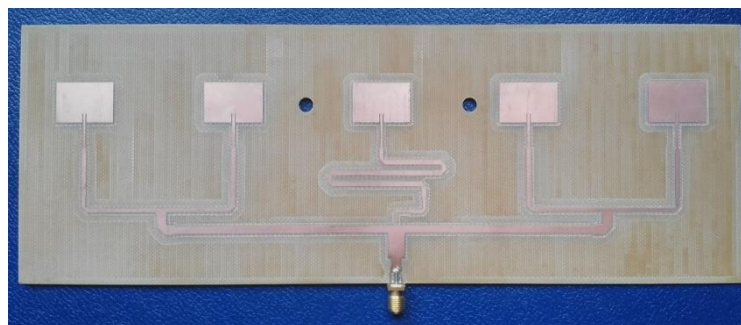


Figura 9: Ejemplo de agrupación de antenas. Array de parches

Un array queda definido por los siguientes parámetros:

- El diagrama de radiación de cada elemento individual que conforma la agrupación.
- El vector de posición al centro de cada elemento del array.
- Las corrientes de alimentación que suministra la red de alimentación a cada elemento.

Por otro lado, el campo radiado por un único elemento del array viene definido por la ecuación (2.5).

$$\vec{E}_n(r, \theta, \varphi) = \vec{E}_{n,0}(r, \theta, \varphi) \cdot \frac{I_n}{I_0} \cdot e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}_n} \quad (2.5)$$

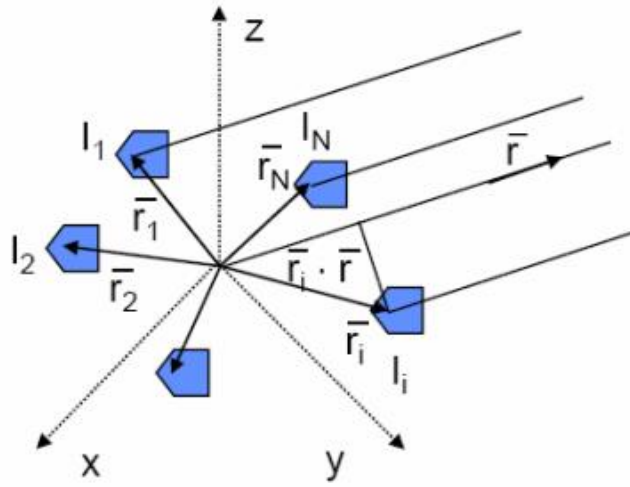


Figura 10: Dibujo aclarativo ecuaciones 2.5 y 2.6, n elementos situados en el sistema de coordenadas

De manera que el campo radiado por todo el array se calcula como la suma de los campos radiados por cada uno de los elementos por separado, ecuación (2.6).

$$\vec{E}_A(r, \theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N \vec{E}_n(r, \theta, \varphi) = \vec{E}_0(r, \theta, \varphi) \sum_{n=1}^N A_n \cdot e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}_n} \quad (2.6)$$

En la ecuación (2.7) se define el término A_n (*coeficientes de alimentación*). A_n es un número complejo, con su módulo y fase, cuyo valor nos define la finalidad del diagrama de radiación. Con el módulo, a_n , se ajustará el nivel de los lóbulos secundarios, mientras que con la fase se regula el apuntamiento.

$$A_n = a_n * e^{j\varphi_n} \quad (2.7)$$

Los términos principales de las ecuaciones mostradas anteriormente se especifican en la tabla 2.

Parámetro	Descripción
n	Número de elemento del array
$E_{n,0}$	Campo radiado por el elemento n , en el centro de coordenadas
I_0	Corriente de alimentación en el centro de coordenadas
I_n	Corriente de alimentación a cada elemento del array
A_n	Coefficientes de alimentación complejo
r_n	Vector posición al centro de cada elemento del array

Tabla 2: Parámetros ecuaciones 2.5 y 2.6

2.5.1 Array lineal

En arrays lineales, topología usada para el diseño del prototipo, los elementos unitarios se colocan a lo largo de una línea recta, separados entre ellos una distancia, d , fija arrays equiespaciados, o una distancia variable, arrays no equiespaciados. [12].

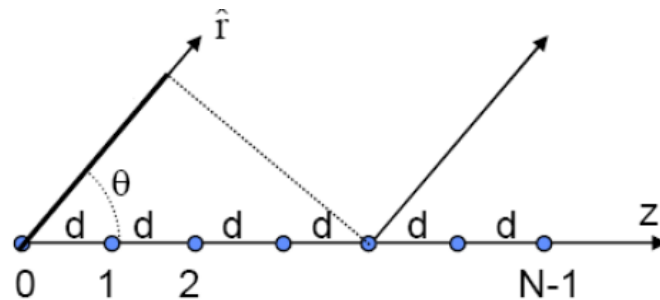


Figura 11: Array lineal con N elementos separados equiespaciadamente una distancia d

Las leyes principales para excitar este tipo de array son:

- Fase progresiva
- Amplitud y fase uniforme
- Amplitud uniforme y fase progresiva
- Tipo *taper*

En este documento se utilizan diferentes leyes de excitación. Para el diseño relleno de dieléctrico se utiliza una ley de alimentación uniforme en amplitud y fase. Sin embargo, para el diseño relleno de aire la fase está desfasada teóricamente 270° con respecto al elemento siguiente. El número de elementos radiantes y la distancia, d , entre los mismos determinará la forma del diagrama de radiación. Cada ranura se dimensionará de manera que cumpla con la ley de excitación.

2.6 Medios de transmisión – Guía de onda circular

Un medio de transmisión es la vía por la cual se comunican emisor y receptor. La transmisión se realiza mediante ondas electromagnéticas y dependiendo de la forma de transmitir la señal los medios se clasifican:

- Medios de transmisión alámbricos o guiados
- Medios de transmisión inalámbricos o no guiados

Existen diferentes tipos de medios de transmisión: coaxial, fibra óptica, líneas de transmisión. Esta sección se centra en la exposición de guía de onda, siendo más concretos, guía de onda circular, ya que es el medio que se va a utilizar para el diseño de la antena. Una guía de onda es un conductor que encierra un dieléctrico en su interior. La estructura física dirige las ondas electromagnéticas que se propagan dentro del mismo. [13].

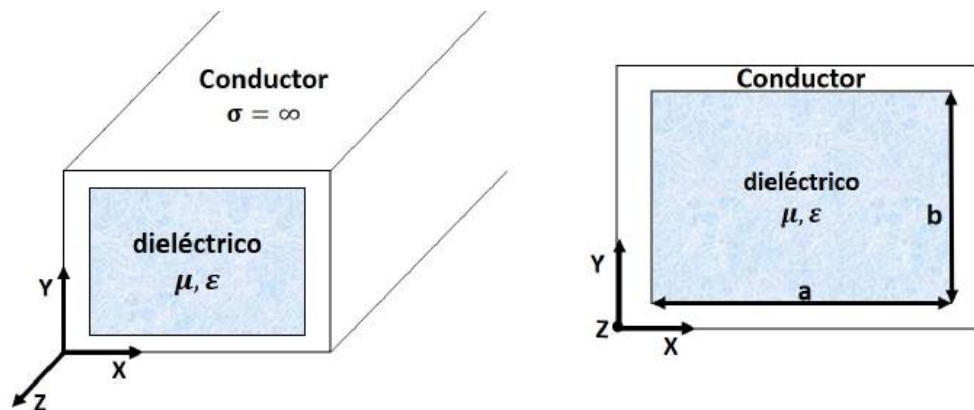


Figura 12: Figura explicativa guía de onda

2.6.1 Modos de propagación

Los modos de propagación se pueden clasificar según las componentes vectoriales de los campos magnético y eléctrico en:

- **Modos Híbridos:** existe componente en la dirección de propagación tanto en el campo eléctrico como en el campo magnético.
- **Modos Transversales Eléctricos (TE):** la componente del campo eléctrico en la dirección de propagación es nula.
- **Modos Transversales Magnéticos (TM):** la componente del campo magnético en la dirección de propagación es nula.
- **Modos Transversales Electromagnéticos (TEM):** la componente tanto del campo eléctrico como del magnético en la dirección de propagación es nula [14].

2.6.2 Guía de onda circular

Es una caso particular de una guía de onda. La transmisión de señales por guía de onda circular se caracteriza por presentar bajar pérdidas, debido a que este tipo de transmisión reduce la disipación de energía. La señal circula a través de la guía y es limitada por sus fronteras circulares. Por todo esto, la guía de onda circular es muy común y es ideal para aplicaciones que funcionan a altas frecuencias. [15].

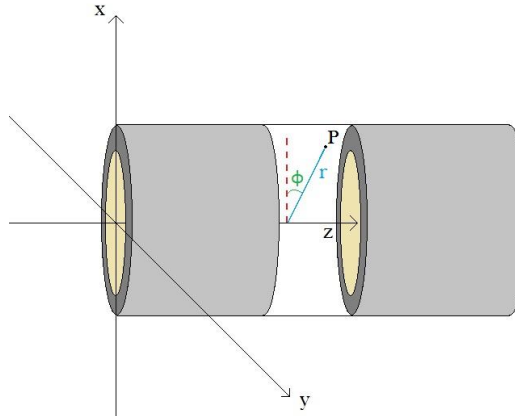


Figura 13: Ejemplo guía de onda circular

Una guía de onda circular está formada por un único conductor, de manera que se pueden propagar a través de ellas infinitos modos TE y TM, por el contrario no permite la propagación de ningún modo TEM, ni ningún modo híbrido.

En una guía de onda circular los modos que se propagan con una atenuación fuerte, son aquellos en los que la frecuencia de operación de la señal que se pretende propagar está por debajo de la frecuencia del corte del modo en cuestión. Se denomina **modo fundamental** al primer modo que se propaga a través de la guía de onda, siendo considerados **modos superiores** aquellos modos que se encuentran por encima de la frecuencia de corte del modo fundamental. El **ancho de banda monomodo**, es el rango de frecuencias donde sólo se propaga un único modo [16].

2.7 Elemento radiante – Ranuras

Como se ha comentado anteriormente, para recibir y emitir señales electromagnéticas a través de un medio, es necesario el uso de dispositivos que denominamos antenas. El elemento radiante que conforma la antena es el encargado de, al mismo tiempo, captar la energía que tras ser amplificada convenientemente, llega al receptor previamente tratada para su utilización.

Existen infinidad de tipos de elementos radiantes, con diferentes formas. Este documento se centra en el uso de ranuras como elemento radiante.

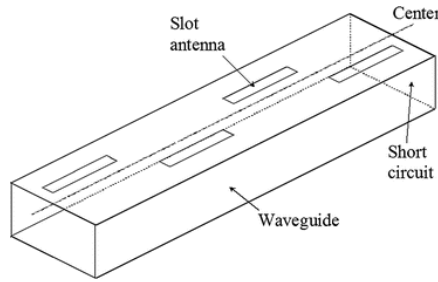


Figura 14: Ranuras radiantes sobre guía de onda rectangular

Una ranura es un ejemplo de antena de apertura, ya que consiste precisamente en realizar una apertura a un sistema de transmisión, en nuestro caso, la guía de onda. Parte del campo que se propaga por el interior del medio de transmisión es radiado al exterior. Las ranuras interceptan el paso de la corriente siendo el acoplamiento entre guía y ranura proporcional a este efecto. Por otro parte, una ranura acoplara más potencia en función de sus dimensiones y su colocación con respecto a las líneas de corriente que circulan a través de la guía de onda. [3].

2.8 Espectro 5G

Es posible que la tecnología 5G se implemente en varias bandas de frecuencias, según la distancia de comunicación. Hasta la fecha, 5G en España solo ha sido probado en la banda de frecuencias 3.4 a 3.6 GHz, esta banda de frecuencias sería para resolver la comunicación entre usuarios y estaciones base a larga distancia (habituales en la calle). Además el BOE de 20 de abril de 2018, indica que la banda de frecuencias 3.5 GHz es la banda prioritaria en España y en el resto de Europa.

Sin embargo, para resolver la comunicación en interiores o semi-interiores de edificios necesitan satisfacer especificaciones más exigentes como una alta ganancia, bajas pérdidas y un gran ancho de banda. Bandas de frecuencias superiores permiten un mayor ancho de banda de comunicación, pero a coste de un alcance menor por pérdidas en espacio libre y reflexiones en paredes. Por este motivo, para comunicaciones interiores primarán frecuencias más elevadas que permitan una mayor velocidad de comunicación.

Para funcionar en ese rango de frecuencias se requiere el diseño de antenas más pequeñas, en concreto, los diseños elaborados en este documento están propuestos para operar en la banda Ku, a 17 GHz. Esta banda de frecuencias, aunque todavía no está confirmado, parece ser que finalmente no se utilizará en comunicaciones de interiores para Europa, dónde todo apunta a que se utilizarán frecuencias en torno a 28 GHz y 40 GHz. No obstante, la banda de 17 GHz también se ha estudiado al respecto, y podría ser un banco de pruebas para otras bandas superiores. [17].

La banda de frecuencias de 17 GHz es una opción con menos pérdidas y con un gran ancho de banda de comunicación que ha demostrado ser suficiente para proporcionar velocidades de enlace descendente de hasta 15 Gbps. Además, puede finalmente tener una aplicación directa a la banda de frecuencias que finalmente se utilice en Europa sin más que hacer un re-escalado. [18] y [19].

2.9 Antecedentes tecnológicos

Aunque es cierto que en la literatura actual existen diversos trabajos con diferentes formas de ranuras radiantes alimentados mediante guía de onda, la mayor parte de estos han sido diseñados utilizando guía de onda rectangular como medio de transmisión para alimentar las ranuras. Si nos centramos en ranuras radiantes alimentadas mediante guía de onda circular, no son muchos los trabajos que se pueden encontrar. Bin Zhou y Junping Geng introdujeron en [20] ranuras como elemento radiante, pero alimentadas mediante cable coaxial.

Es por este motivo por el cuál surge este proyecto. Este trabajo de fin de máster surge principalmente como una línea de investigación continuista que introdujo José Luis Masa. En [21] diseñó un dispositivo de bajas pérdidas utilizando ranuras como elemento radiante y alimentadas mediante guía de onda circular. En este caso, el sistema funcionaba de manera similar a un monopolo. El diagrama de elevación conseguido era muy ancho y dada la disposición de las ranuras radiantes, la polarización era circular. El prototipo fue diseñado con fines militares y los objetivos de radiación eran similares a los que se proponen en este trabajo. La antena estación base estaba en lo alto de un vehículo y la antena diseñada, figura 15, la lleva el usuario o soldado en la mochila. De esta manera se diseñó para conseguir generar cobertura omnidireccional pero con visión directa al usuario. Es decir, el diagrama en elevación se inclinaba unos 30 grados hacia el suelo.

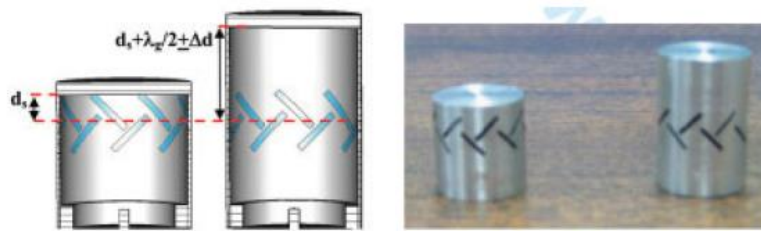


Figura 15: Ranuras radiantes alimentadas mediante guía de onda circular

3

Antena conformada con haz de elevación inclinado

Como se ha comentado en el capítulo de introducción, este trabajo de fin de máster se divide en dos grandes diseños. Ambos diseños tienen una cobertura omnidireccional en el plano acimutal, la diferencia entre los dos modelos radica en la dirección de apuntamiento del haz principal dentro del plano de elevación. En concreto, en este capítulo se aborda todo el tema del diseño de la antena que inclina el haz en una dirección diferente a la que convencionalmente se denomina broadside (dirección perpendicular a la propia del array de ranuras).

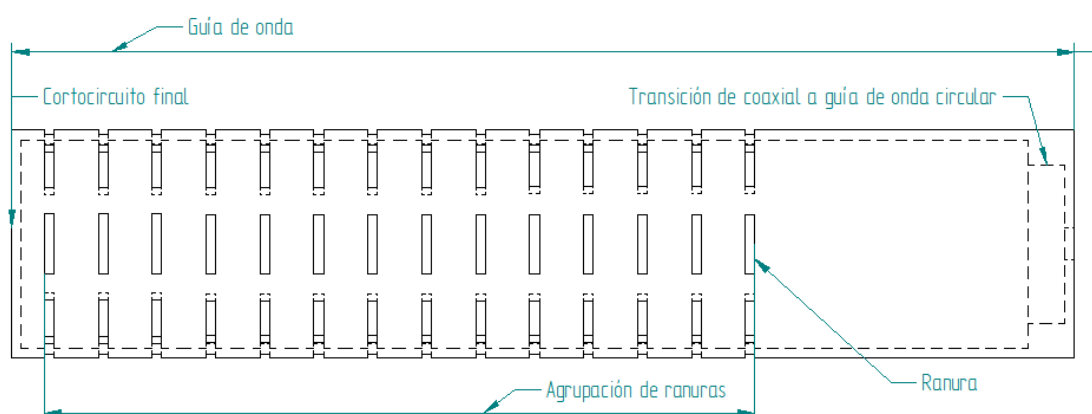


Figura 16: Partes principales que conforman la antena a diseñar

En la figura 16 se ilustran las diferentes partes principales que tiene la antena. A continuación, se explicará en detalle cada una de esas partes, desde, el diseño de la estructura de guía de onda circular que alimentará la antena, el estudio y posterior construcción del elemento radiante, así como la repetición del mismo formando un array vertical que permite aumentar la ganancia del conjunto.

3.1 Estudio y diseño de la estructura guía de onda

En primer lugar, se ha elaborado el prototipo utilizando guía de onda. Una guía de onda, es una estructura formada por un dieléctrico en su interior encerrada por un conductor externo, figura 17.

Este tipo de estructura, a pesar de que tiene una mayor dimensión que el de otro tipo de estructuras (como lo son las líneas impresas o coaxiales), presenta bajas pérdidas a la hora de transmitir señales de alta frecuencia. De las múltiples estructuras de guía de onda que se conocen: rectangular, circular, tabicada, de haz, etc. Se ha optado por realizar el diseño directamente en guía de onda circular, debido principalmente a la característica de simetría de revolución que presenta, propiedad sin duda necesaria para cubrir el rango angular de cobertura que requiere el futuro sistema 5G. Esta forma circular de la guía de onda facilita conseguir esta cobertura omnidireccional de la que se viene hablando en el documento y es uno de los requisitos del diseño. [21] y [22].

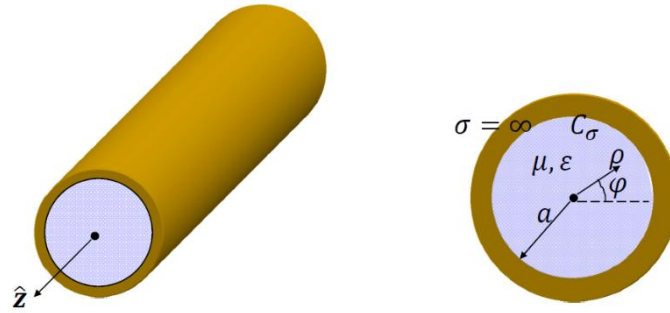


Figura 17: Guía de onda circular

Las propiedades de la guía de onda circular vienen determinadas por su radio a . Para calcular este radio, es necesario saber las frecuencias de corte de los modos que se propagan a través de la guía. Las frecuencias de corte de los modos TE dependen de los ceros de las derivadas de las funciones de Bessel y para los modos TM dependen directamente de los ceros de las funciones de Bessel. Los primeros ceros quedan resumidos en la tabla 3.

MODOS TM				MODOS TE		
n	X_{n1}	X_{n2}	X_{n3}	X'_{n1}	X'_{n2}	X'_{n3}
0	2.405	5.52	8.654	3.832	7.016	10.174
1	3.832	7.016	10.173	1.841	5.331	8.536
2	5.136	8.417	11.62	3.054	6.706	9.97

Tabla 3: Ceros de las funciones de Bessel y sus derivadas

Para nuestro caso, se desea que la banda de trabajo está comprendida entre 16.5 GHz y 17.5GHz, siendo la frecuencia central de diseño 17GHz. Se ha elegido esta frecuencia por dos motivos principalmente:

- La frecuencia se encuentra en un rango que es medible dentro del laboratorio de la escuela.

- En la actualidad, ya se han efectuado diversas pruebas relacionadas con el futuro sistema de comunicación 5G a dicha frecuencia [18] y [19]. Además, demostrado el funcionamiento a 17 GHz, los resultados son fácilmente escalables al rango de frecuencias comprendido entre los 24 y 40 GHz, que parece ser, según los últimos congresos, que es el rango de frecuencias en el que finalmente operará 5G tanto en Europa como en Estados Unidos.

Por otro lado, como se verá en el siguiente punto, sólo interesa que se propague el modo TM_{01} , dado que es con este modo con el que se genera la radiación correcta. De manera que, para que el modo se excite de manera correcta, su frecuencia de corte debe de ser menor que la frecuencia de trabajo de la guía, y además, hay que controlar que el siguiente modo de la guía no se propague.

En función de la frecuencia de corte del modo TM_{01} , lo que implica tamaños de guía diferentes, se puede obtener un mayor o menor ancho de banda de adaptación, pero también es cierto que la frecuencia de corte escogida tiene consecuencias directas en la omnidireccionalidad a conseguir en la radiación acimutal. Si la frecuencia de corte es menor, el radio será mayor, y por ello se necesitará de un mayor número de ranuras en ese contorno circular para que la radiación sea posible.

Presentada la frecuencia de corte, el siguiente paso será despejar el resto de parámetros que caracterizan el prototipo. Para este primer diseño, el interior de la guía es aire, por consiguiente, las ecuaciones que se muestran a continuación quedan caracterizadas por dicho material [16]. Inicialmente se ha utilizado aire para hacer un diseño de bajas pérdidas. Por otra parte, como se verá en próximos apartados, permite conseguir la inclinación del haz en elevación deseada.

En primer lugar, el radio de la guía (a) viene determinado por la ecuación (3.1).

$$a = \frac{c * X_{mn}}{2\pi * f c_{TM}} \quad (3.1)$$

La longitud de guía de la onda y del modo, se describe en la ecuación (3.2).

$$\lambda g_{TM} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{f c_{TM}}{f}\right)^2}} \quad (3.2)$$

El último parámetro que se define, es la impedancia del modo y se calcula como se escribe en la ecuación (3.3).

$$Z_{TM} = \eta \sqrt{1 - \left(\frac{f c_{TM}}{f}\right)^2} \quad (3.3)$$

Los parámetros principales que resuelven las ecuaciones (3.1), (3.2) y (3.3) se describen en la tabla 4.

Parámetro	Descripción
$X_{m,n}$	Ceros de la función de Bessel
f_c	Frecuencia de corte del modo TM_{01}
f	Frecuencia de trabajo
λ_g	Longitud de onda de la guía
η	Impedancia característica del medio

Tabla 4: Parámetro principales de las ecuaciones 3.1, 3.2 y 3.3

Antes de proceder a las simulaciones, es necesario recalcar que se han elegido diferentes frecuencias de corte con el fin de obtener una batería de resultados y posteriormente elegir el diseño más óptimo. Las frecuencias escogidas para el diseño se recogen en la tabla 5.

f_{cTM01}	
1	10.59 GHz
2	13 GHz
3	15 GHz

Tabla 5: Frecuencias de corte modo TM_{01} elegidas

En el primer diseño, aunque frecuencias de corte de modo superiores (TE_{01} , TM_{11}) se encuentran dentro de la banda de trabajo (16.5 – 17.5 GHz), se ha escogido esta frecuencia de corte fruto de un escalado de la antena diseñada en [21]. La antena diseñada en dicho paper ofreció resultados satisfactorios y por lo tanto, para un primer diseño se decidió escalar la estructura que aparece en el documento. Posteriormente se estudiará la influencia de esos modos superiores dentro de la banda de trabajo.

La tercera de las frecuencias (15 GHz) se eligió así para que ninguno de los modos superiores entraran dentro de la banda de trabajo. Por último, se decidió estudiar una frecuencia intermedia entre el primer y el tercer diseño (13 GHz).

Una vez calculados y definidos los parámetros que forman la guía, se procede a su diseño y simulación en CST Microwave Studio. CST, es un software electromagnético de propósito general especializado en simulaciones en frecuencias elevadas de componentes electromagnéticas.

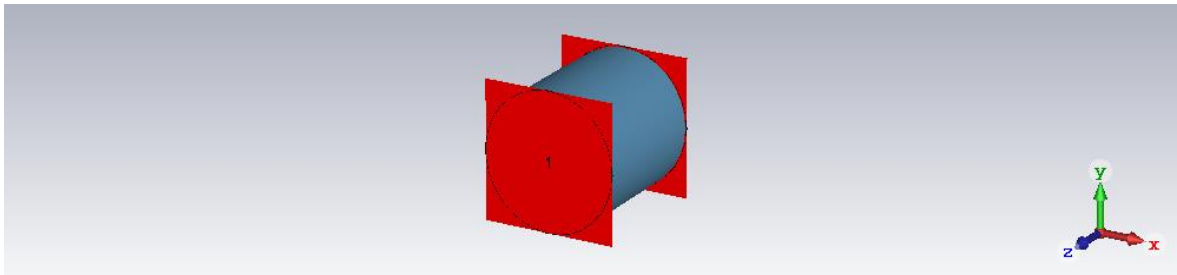


Figura 18: Diseño guía de onda circular con dos puertos

Como se aprecia en la figura 18, estas primeras simulaciones se han realizado usando dos puertos. El **puerto 1**, puerto de entrada de la estructura, y el **puerto 2**, puerto de salida, que transfiere la potencia no radiada en la estructura.

Finalmente, en la tabla 6 y la figura 19, se demuestra como los resultados obtenidos tras la simulación coinciden con los resultados teóricos.

Parámetros		TM ₀₁ Simulado	TM ₀₁ Teórico	<i>a</i> [mm]*
Diseño 1	Frecuencia de corte (GHz)	10.5886	10.59	10.83
	Impedancia (Ω)	266.841	271.81	
Diseño 2	Frecuencia de corte (GHz)	12.9916	13	8.85
	Impedancia (Ω)	188.311	196.35	
Diseño 3	Frecuencia de corte (GHz)	14.9939	15	7.66
	Impedancia (Ω)	115.327	121.74	

*Radio de la guía

Tabla 6: Comparativa resultados teóricos con los de simulación

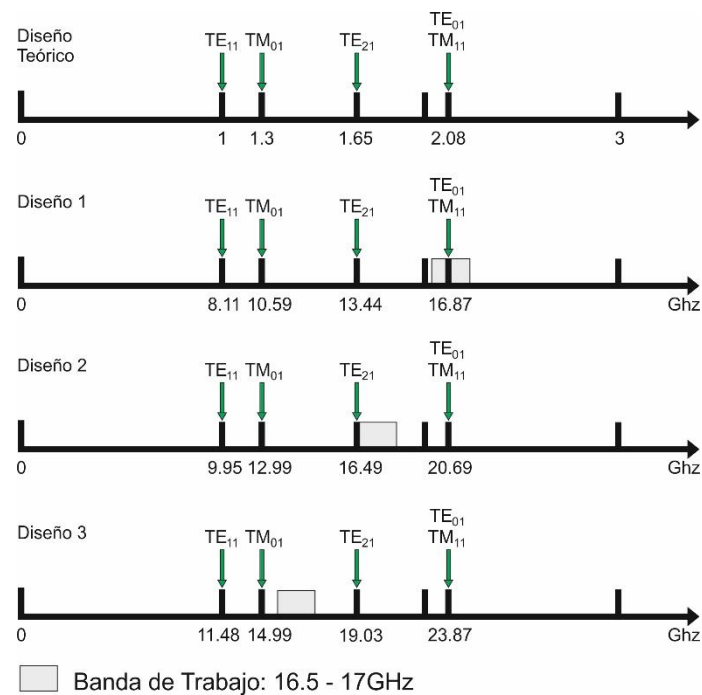


Figura 19: Frecuencias de corte resultantes de la simulación

Por otro lado, se demuestra que para los tres diseños, el modo se propaga adecuadamente. En la figura 20, la reflexión es prácticamente nula y se encuentra por debajo de -50 dB. La transmisión del modo también es correcta ya que se encuentra cercana a 0 dB en toda la banda de trabajo, quedando demostrado en la figura 21.

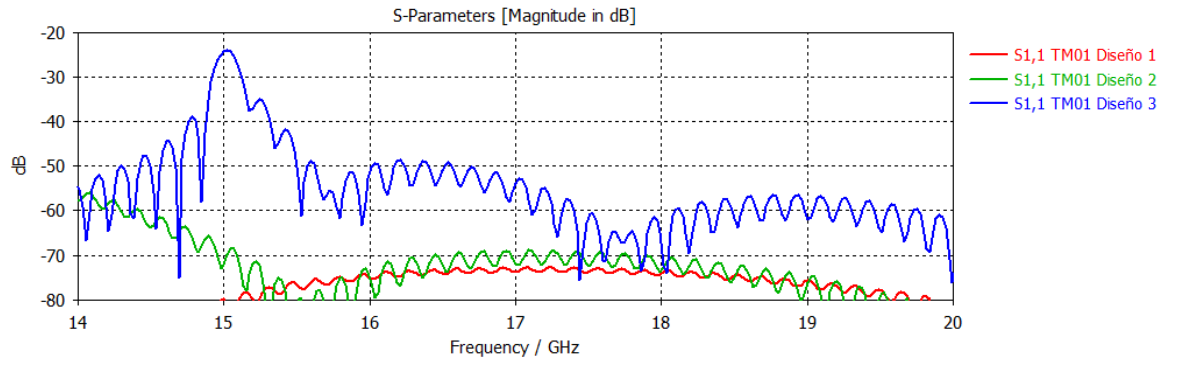


Figura 20: Parámetro S_{11} de las guías circulares propuestas para el modo TM_{01}

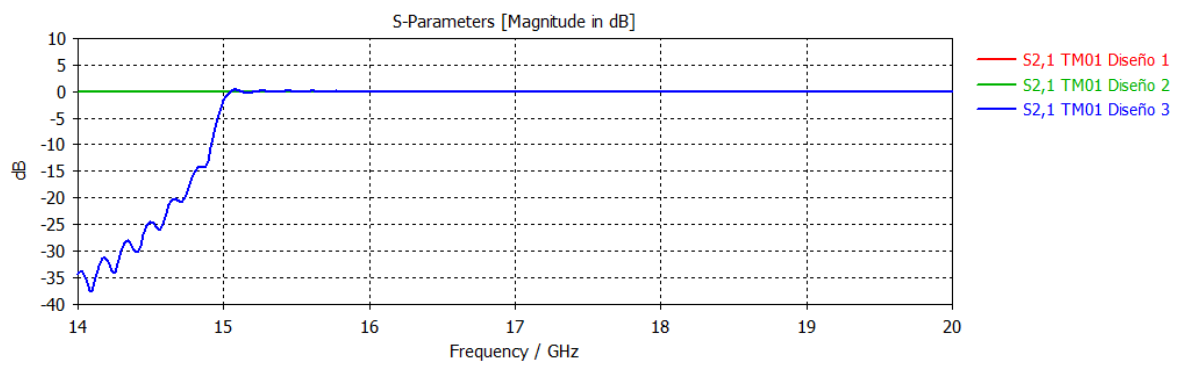


Figura 21: Parámetro S_{21} de las guías circulares propuestas para el modo TM_{01}

Para finalizar el presente apartado, en la figura 22 se demuestra como el resto de modos también se propaga. Por ejemplo, para el diseño 1 hay otros modos que se propagan antes (TE_{11}), e incluso después del modo TM_{01} (TE_{21} , TM_{11}) y que se encuentran dentro de la banda de trabajo. Por consiguiente, el objetivo del próximo apartado será que solo se transmita el modo TM_{01} y no los anteriores y posteriores modos.

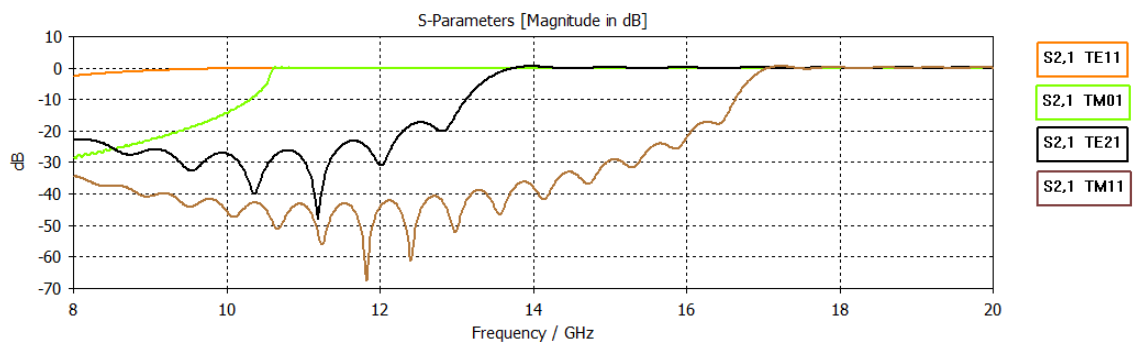


Figura 22: Parámetro S_{21} de la guía circular con frecuencia de corte 10.59GHz para los modos anteriores y posteriores al TM_{01}

3.1.1 Transición coaxial a guía de onda circular

Tal y como se ha mencionado anteriormente, el único modo que interesa que se propague en la guía es el modo TM_{01} . Este modo tiene más bajas pérdidas que otros modos, pero lo realmente interesante de alimentar la guía con este modo, es que se consigue que las corrientes que circulan a través de la guía sean longitudinales a la dirección de propagación. Parte del diseño fundamental para que finalmente las ranuras radien de manera correcta.

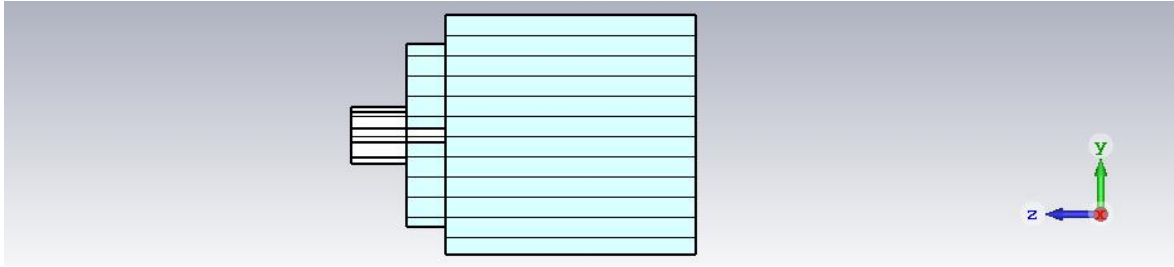


Figura 23: Diseño transición conector coaxial a guía de onda circular

Para conseguirlo, se implementa una transición de conector coaxial SMA con impedancia de 50 ohmios a guía de onda circular. La transición se forma por un conductor interno de un cable coaxial y una discontinuidad del disco anular sobre el interior de la pared de la guía de onda, tal y como se muestra en la figura 23. Mediante el conector se transmite el modo TEM, es decir, en un cable coaxial a altas frecuencias la componente tanto del campo eléctrico como del campo magnético en la dirección de propagación es nula. Lo que interesa, es mediante el disco, romper la simetría y prolongar el campo magnético circular. Esto permite conseguir un campo magnético rotando en el mismo sentido de la guía y al hacer el producto vectorial por la normal a las paredes metálicas, ecuación (3.4), nos queda como resultado una corriente cuyo sentido es el mismo que la dirección de propagación, como se ilustra en la figura 24. Es importante tener en cuenta que para la simulación el puerto 1 es el que se coloca en el conector a la entrada de la transición mientras que el puerto 2 es en guía de onda [21].

$$\vec{J} = \vec{n} \times \vec{H}_s \quad (3.4)$$

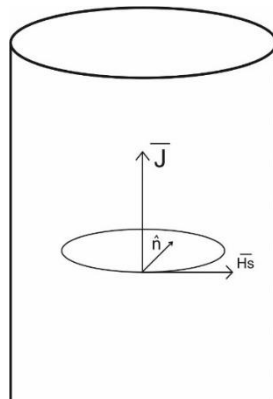


Figura 24: Comportamiento dentro de la guía tras diseño de la transición

Previamente a presentar los resultados, se escriben los valores de las dimensiones de la transición diseñada.

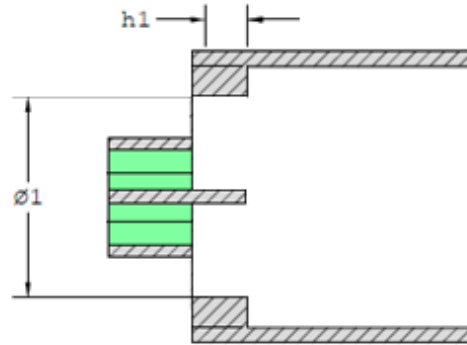


Figura 25: Cotas parámetros principales de la transición de conector a guía coaxial diseñada

Parámetro	Descripción	Valor
Ø1	Diámetro transición	16.58 [mm]
h1	Altura transición	3.82 [mm]

Tabla 7: Dimensiones elementos principales de la transición

Antes de seleccionar el conjunto que se desarrollara en este estudio, se han realizado pruebas con diferentes transiciones. Se expone a continuación una comparativa de la respuesta de adaptación de los tres diseños, al igual que los motivos por los cuales se ha decidido descartar y no implementar.

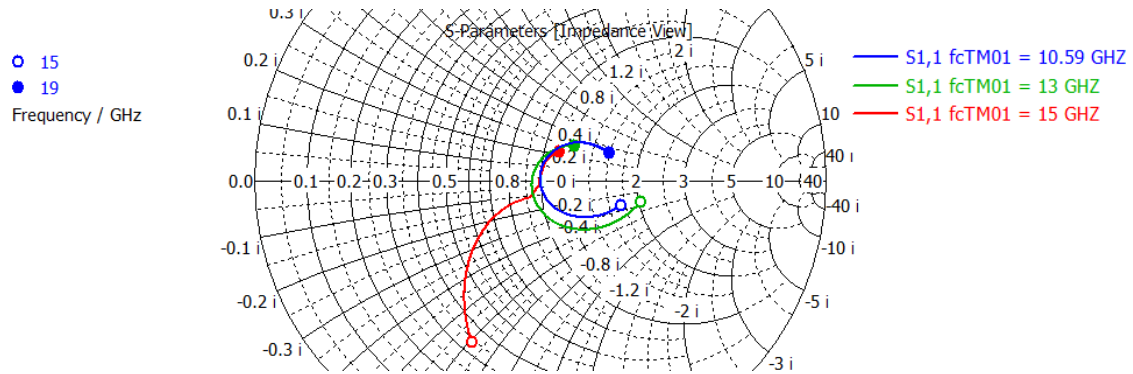


Figura 26: Resultados reflexión para los tres diseños realizados

Los diseños 2 (13 GHz) y 3 (15 GHz), que se ilustran en la figura 26, se han descartado ambos por el mismo motivo. Como se puede apreciar, fijándonos en la carta de Smith, estos diseños muestran una respuesta mucho más abierta que la del diseño seleccionado.

Finalmente, se muestra de manera independiente el parámetro de reflexión, a la entrada de la guía a la frecuencia de trabajo del diseño, escogido.

Si nos fijamos en las figura 27 y 28, se aprecia como el conjunto muestra una respuesta adaptada a la frecuencia de trabajo, consiguiendo un ancho de banda porcentual, por debajo de -20dB, de 7.98%.

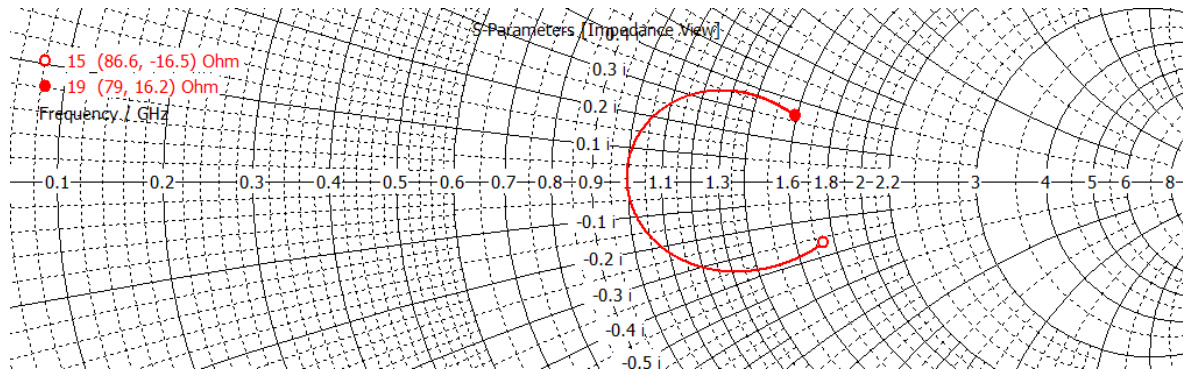


Figura 27: Parámetro S_{11} de la transición diseñada en Carta de Smith

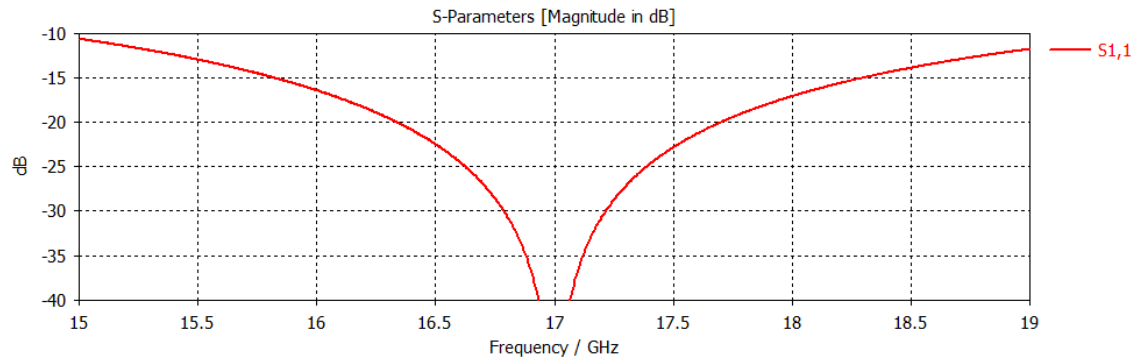


Figura 28: Parámetro S_{11} de la transición diseñada en dB

En la figura 29, se demuestra desde otro punto de vista, el correcto diseño de la transición. Al conseguir campo magnético rotando en el mismo sentido de la guía favorece a que siga la propagación del modo TM01, desfavoreciendo la del resto de modos.

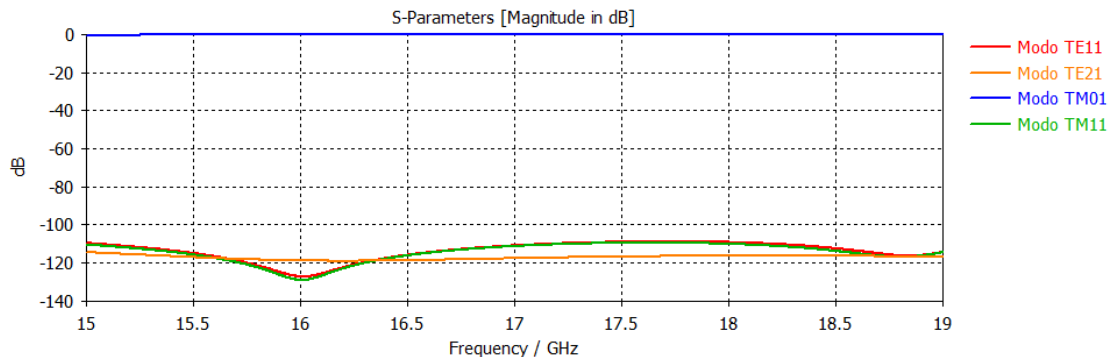


Figura 29: Parámetro S_{21} , diseño con transición, para diferentes modos propagantes

Para finalizar el presente punto, se ilustra en la figura 30, la densidad de corriente superficial, mientras que en la figura 31, se muestra el campo magnético en la superficie de separación entre paredes metálicas interiores de la guía y el dieléctrico de aire.

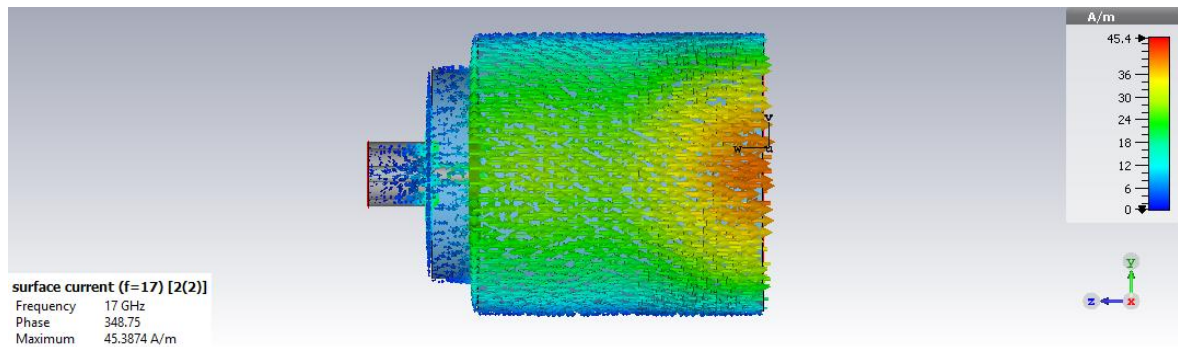


Figura 30: Densidad de corriente superficial

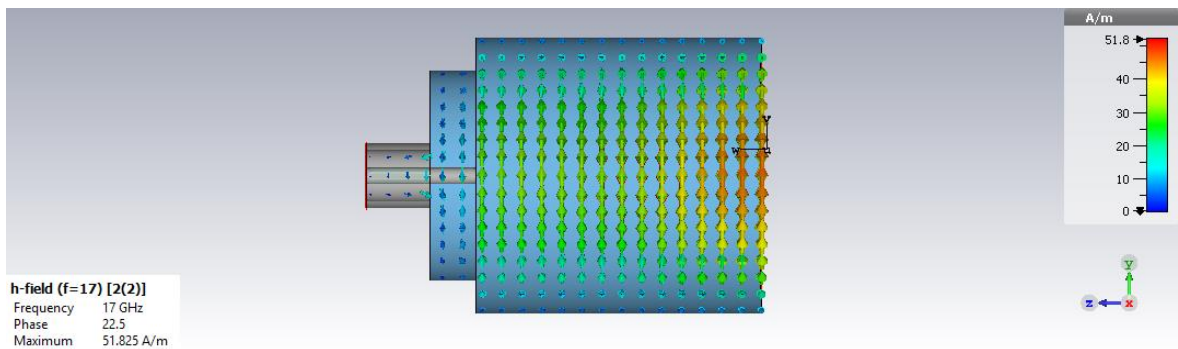


Figura 31: Campo magnético en la superficie de separación entre paredes metálicas interiores de la guía y el dieléctrico de aire

3.1.2 Optimización final de la transición de coaxial a guía de onda

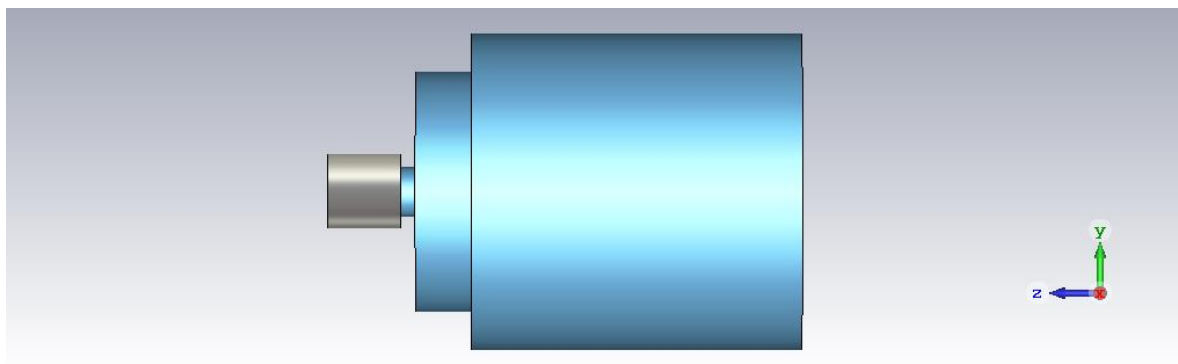


Figura 32: Diseño transición conector coaxial a guía de onda circular separando el plano de masa del conector

Con objeto de mejorar aún más los resultados de adaptación de la transición de entrada a la guía de onda circular, se ha realizado una modificación en la zona de conexión del conector coaxial con la tapadera inferior de la guía circular, tal y como se puede observar en la figura 32. Dicha modificación consiste en la introducción de un pequeño tramo coaxial de diferente diámetro al del conector, y que permitirá reducir un poco más el lazo de respuesta en carta Smith en la banda de interés. En la figura 33 y en la tabla 8, se describen los valores de la optimización final realizada.

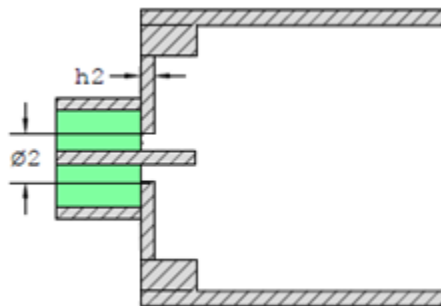


Figura 33: Cotas elementos principales de la transición con optimización

Parámetro	Descripción	Valor
Ø2	Diámetro de la optimización final	3.38 [mm]
h2	Separación plano de masa	1.04 [mm]

Tabla 8: Dimensiones elementos principales de la transición con optimización

En la figuras 34 y 35 se ilustran los resultados obtenidos tras la optimización de la transición de guía de onda.

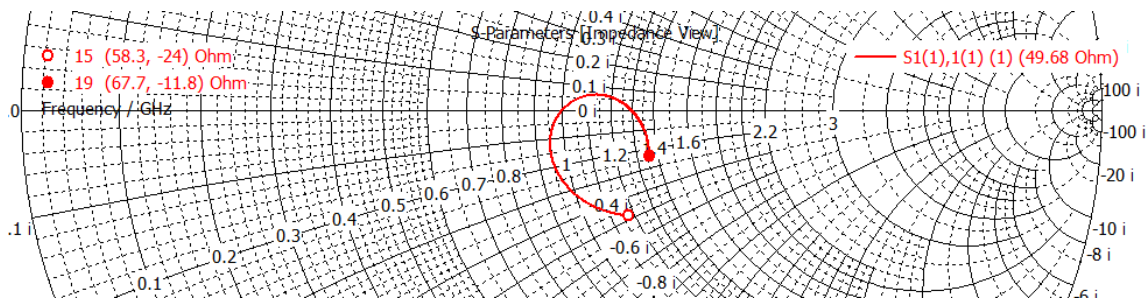


Figura 34: Parámetro de reflexión, en Carta de Smith, de la optimización diseñada

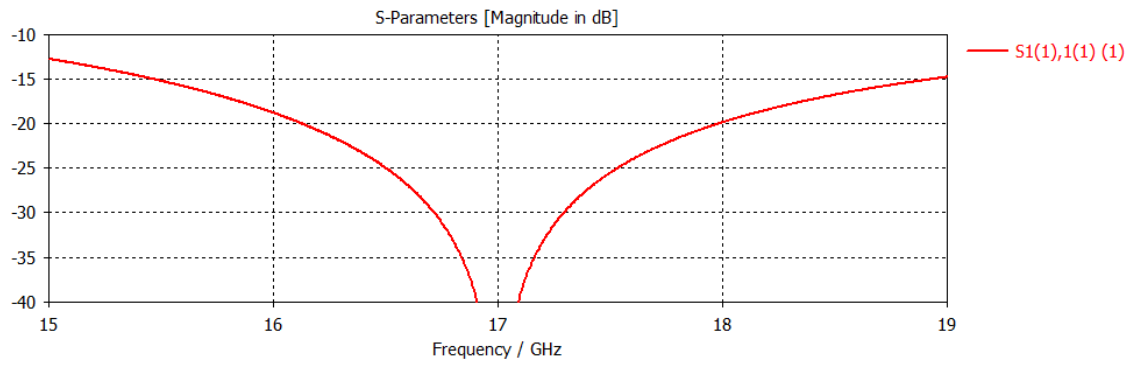


Figura 35: Parámetro de reflexión, en dB de la optimización diseñada

Como se demuestra en la figura 36, con esta optimización se consigue un incremento del ancho de banda porcentual de un 36 %. Quedando finalmente un ancho de banda por debajo de -20 dB de un 10.89%.

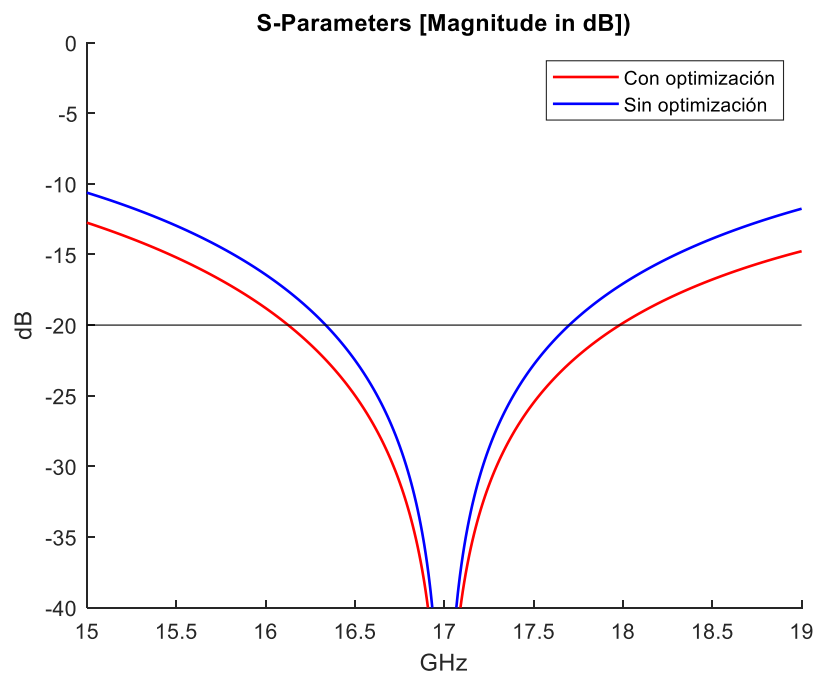


Figura 36: Comparativa parámetro de reflexión en dB, con optimización y sin optimización del diseño

3.1.3 Medidas del prototipo diseñado

Antes de dar por finalizado el punto de estudio y diseño de la estructura, se resumen en la tabla 9 las dimensiones de los elementos principales de la estructura.

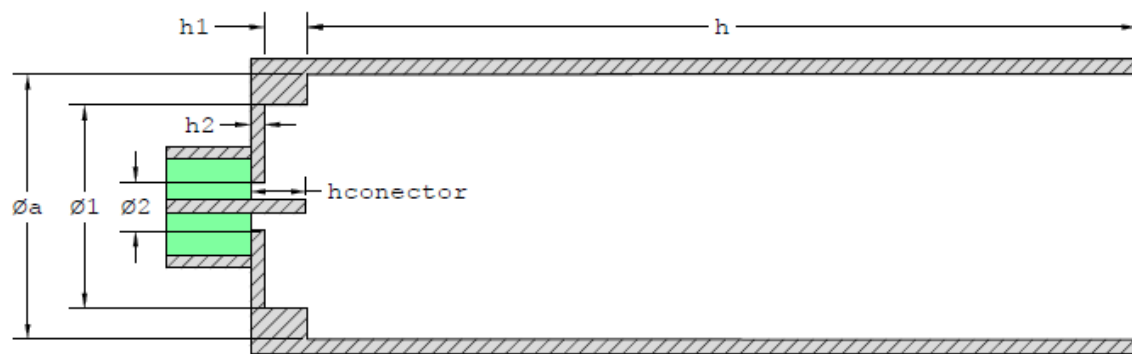


Figura 37: Cotas elementos principales de la estructura

Parámetro	Descripción	Valor
λ_g	-	22.66 [mm]
$\varnothing a$	Diámetro de la guía	21.76 [mm]
$\varnothing 1$	Diámetro transición	16.58 [mm]
$\varnothing 2$	Diámetro separación plano de masa	3.38 [mm]
h	Altura guía	$n \cdot \lambda_g$ [mm]
h1	Altura transición	3.82 [mm]
h2	Separación plano de masa	1.04 [mm]
hconector	Altura guía del conector	4.80 [mm]

Tabla 9: Dimensiones elementos principales de la estructura

3.2 Estudio y diseño del elemento radiante

Una vez finalizada la fase de estudio y diseño de la estructura que dará soporte a la antena bajo estudio, se procede a estudiar y desarrollar el elemento radiante con el que se conforma la antena.

Hoy en día son numerosos los tipos de elementos radiantes diferentes: parches, dipolos, ranuras, bocinas, etc. La principal ventaja de elaborar el diseño utilizando ranuras como elemento radiante, es que se puede construir en la misma estructura con la cual se alimenta. Dicho en otras palabras, otros elementos radiantes, como por ejemplo los dipolos, necesitan de una red externa para alimentar la antena y aunque también es posible alimentar las ranuras con redes microstrip, para este diseño se ha decidido no introducir dicha red, ya que, el diseño de la misma introduce nuevas pérdidas, desventaja que se está intentando evitar desde el comienzo del trabajo. Asimismo, utilizar ranuras disfruta de las ventajas de posibilidad y fiabilidad a la hora de fabricarse.

Una ranura no es más que un corte en un conductor metálico que interrumpe el paso de corriente, disipando potencia en forma de radiación, produciendo un acoplo entre la guía y la ranura proporcional a dicho efecto. Según su disposición y tamaño se puede acoplar más o menos potencia, a la vez que se pueden obtener diferentes diagramas de radiación. Dicho de otra manera hay diferentes formas de controlar la cantidad de radiación de la ranura: inclinando las ranuras con respecto a las corrientes, situando la ranura ortogonal a esas corrientes y variando su longitud, figura 38. [3].

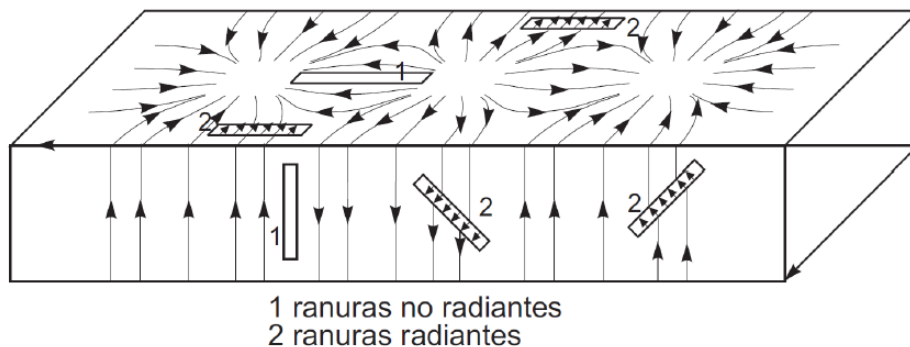


Figura 38: Ranuras con diferentes composiciones con respecto a las líneas de corriente

Para el caso que nos ocupa, en relación con su disposición, se ha optado por diseñar la ranura completamente ortogonal a la dirección de propagación, figura 39. En este tipo de elección todas las ranuras están colocadas en la misma disposición, por lo que la polarización lineal que se genera (y que va en dirección a la corriente superficial que corta la ranura) es más pura que en el caso del giro de la ranura respecto a esas corrientes.

Se ha elegido esta colocación del elemento radiante porque cuanto más perpendicular sea su disposición con respecto a las líneas de corriente que la cortan, mayor es el acoplo que se produce entre guía y ranura. Es decir, para que la radiación de esa apertura sea realmente efectiva, las corrientes que circulan por las paredes metálicas del medio de transmisión deben cortar ortogonalmente a la ranura. Con ello se consigue generar una fuente de radiación a partir del campo que se propaga en el interior de la guía.

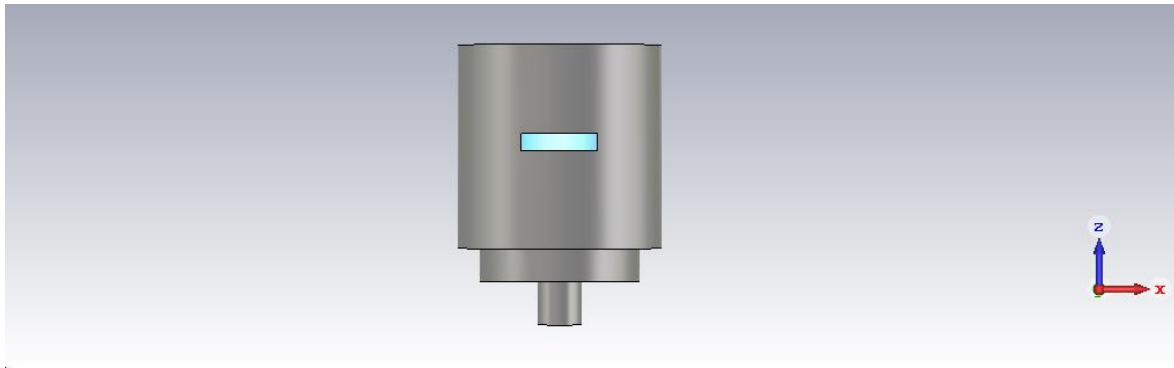


Figura 39: Diseño con ranura ortogonal a la dirección de propagación

Debido a la característica de omnidireccional que se viene buscando, se repite la ranura formando una agrupación a lo largo del eje de rotación del diseño, figura 40. De esta manera, se consigue que la antena radie por igual en diferentes ángulos, consiguiendo un ángulo de cobertura completo. Por ende, a partir de ahora el estudio se va a completar considerando a toda la agrupación como un único elemento radiante.



Figura 40: Diseño con agrupación de ranuras ortogonales

Tras varias investigaciones: misma estructura con 8, 12 y 16 ranuras. Se ha elegido llevar a cabo el diseño formando el elemento radiante con 8 ranuras, con una separación de 45 grados con respecto al eje de rotación entre los centros de las ranuras.

Esta decisión se ha tomado teniendo en cuenta los siguientes parámetros:

- **Nivel medio de contrapolar normalizado al máximo.** Es un factor que asocia los campos radiados en cada una de las polarizaciones. Con este parámetro se pretende evaluar la pureza de polarización del prototipo. Concretamente, lo que se ha medido es el nivel máximo de radiación contrapolar (componente no deseada), referido al máximo de radiación copolar (componente deseada), expresado en dB.
- **Rizado del diagrama en el plano omnidireccional.** Con este estudio se pretende ver es el número de elementos que permiten una buena radiación omnidireccional con mínimo rizado, según el radio sobre el que se dispongan las ranuras (radio de la propia guía circular).

- **S_{21} o transmisión de señal desde el puerto 1 (conector SMA) al puerto 2 (salida de la guía).** Es el coeficiente de transmisión a la salida de la antena, medido a la frecuencia central de trabajo. Siendo más precisos, en esta parte del diseño se evalúa la cantidad de señal que no se radia en el interior de la estructura. Es decir, la potencia que no es capaz de radiar la agrupación de ranuras.

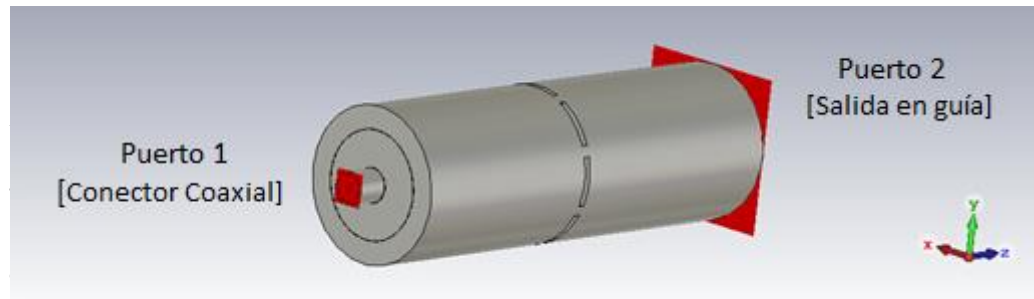


Figura 41: Modelo de simulación de una agrupación en anillo de ranuras. Puerto 1 (conector coaxial), puerto 2 (salida en guía de onda circular)

Para todos los estudios, se ha anotado el valor de los parámetros mencionados arriba, a medida que se aumentaba la longitud de la ranura. El diseño con 12 ranuras muestra un nivel medio de contrapolar normalizado al máximo en el plano omnidireccional, ángulo $\theta=90^\circ$, más bajo, como se comprueba en la figura 42. Para la realización de este estudio, se ha fijado como punto donde obtener la medida el centro de radiación de las ranuras.

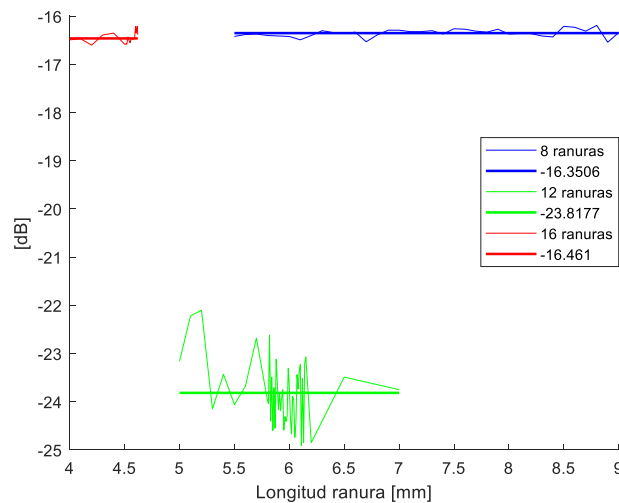


Figura 42: Comparativa nivel medio contrapolar normalizado al máximo (plano $\theta=90^\circ$) con agrupaciones en anillo formadas por diferente número de ranuras

La figura 43 muestra el rizado que se obtiene en el plano omnidireccional. El rizado del diagrama omnidireccional apenas varía en función de la longitud de la ranura. Por ello, para hacer más ilustrativo el ejemplo se muestra el rizado del plano omnidireccional (plano $\theta=90^\circ$) para longitudes de ranuras que hagan que el S_{21} (Ejemplo $S_{21} = -2.5$ dB) en los 3 casos (agrupación con 8, 12 y 16 ranuras) sea el mismo. En esa misma figura se muestra como en este caso es el diseño con 16 ranuras el que muestra un rizado más bajo.

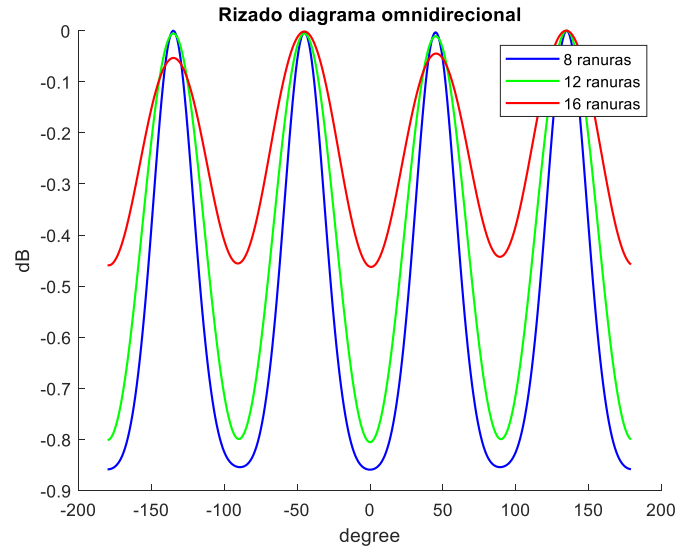


Figura 43: Rizado en el plano omnidireccional (plano $\theta=90^\circ$) con agrupaciones en anillo formadas por diferente número de ranuras

Aunque el diseño con 12 ranuras tiene un nivel medio de contrapolar más bajo y el diseño con 16 un rizado menor, si se examinan los resultados de transmisión, figura 44, tanto el diseño de 16 ranuras como el de 12 ranuras, se descartan porque muestran unos resultados mucho más sensibles de cara a la construcción.

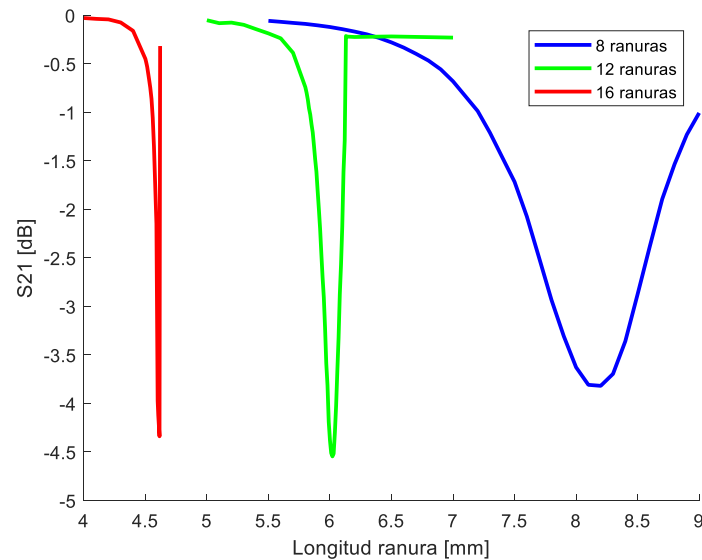


Figura 44: Comparativa nivel de S_{21} con agrupaciones en anillo formadas por diferente número de ranuras

3.3 Estudio y diseño del array lineal

Desarrollados ya los puntos del diseño de la estructura y el elemento radiante de la antena, se llega a otra de las motivaciones principales de este trabajo, que se recuerda que era aumentar la ganancia sin necesidad de modificar la propiedad de diagrama omnidireccional.

Hasta el momento, el diseño comprendido por una única agrupación de ranuras muestra un diagrama de radiación relativamente ancho con niveles bajos de ganancia, entorno a los 6 dB en el plano de elevación, con radiación en dirección de la propia guía, como se demuestra en la figura 45.

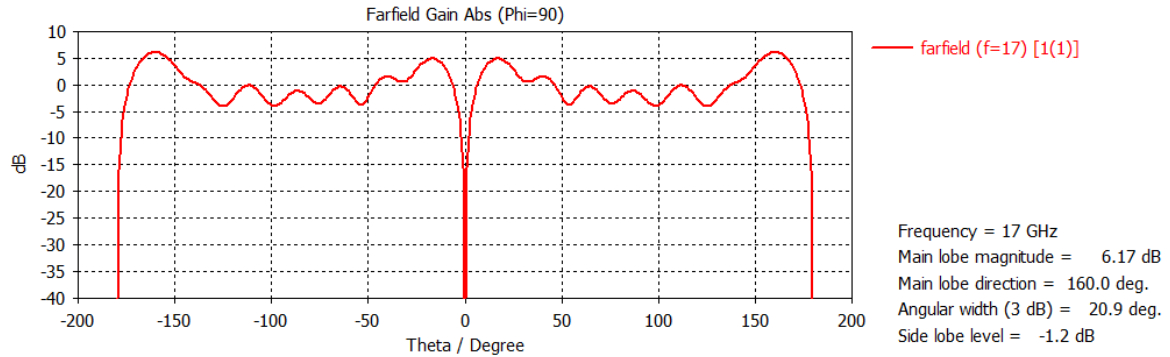


Figura 45: Diagrama de radiación en el plano de elevación (plano $\phi=90^\circ$). Diseño con un único anillo de ranuras

Los recientes sistemas de comunicación, y en especial el tratado en el documento (5G) requieren de la utilización de antenas con alta ganancia y gran directividad. Se puede aumentar la ganancia modificando las dimensiones del elemento radiante. Pero se ha comprobado como modificando tanto el ancho como el largo de la ranura no se logra incrementar considerablemente la ganancia de la antena. Por este motivo, se decide acoplar varias agrupaciones de ranuras, formando un array, a lo largo del eje z. El nuevo diseño de la antena se refleja en la figura 46.

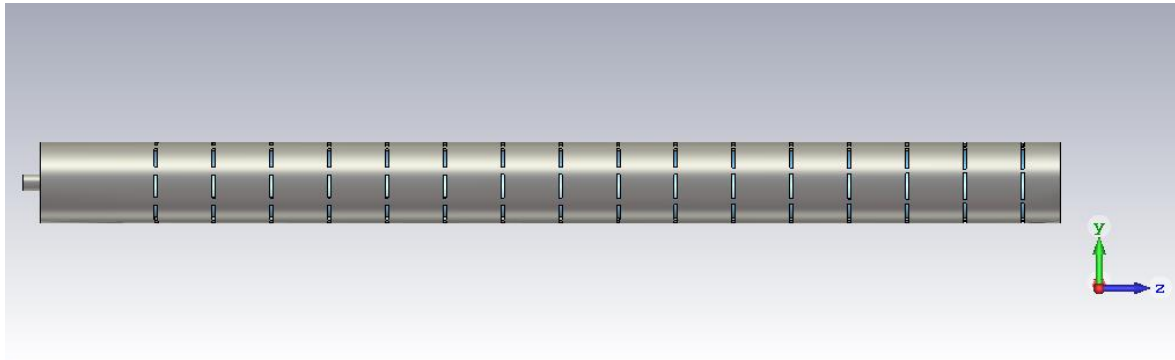


Figura 46: Diseño agrupación lineal de anillos de ranuras a lo largo del eje z

Primeramente se decide elaborar un array lineal formado por 16 elementos, excitados uniformemente en amplitud y equiespaciados entre si una distancia d . La ley uniforme en amplitud es la que tiene los lóbulos más altos (SLL -13.46 dB), pero la directividad también es alta y este el motivo principal por el cual se ha optado por esta ley de alimentación, lo que se pretende es hacer un diseño de máxima directividad, a pesar de que eso suponga lóbulos en ese nivel de SLL.

En cuanto a la distancia, se ha fijado una distancia de valor $3\frac{\lambda_g}{4}$. Esta distancia múltiplo de $\frac{\lambda_g}{4}$ es con la que se consigue cancelar dos a dos las reflexiones de los anillos de ranuras que configuran el array lineal. Se ha optado por este valor de distancia para reducir la reflexión entre elementos contiguos. La reflexión total entre dos elementos siguiendo el teorema de reflexión por pequeña señal se escribe en la figura (3.5)

$$p_{total} = p_1 + p_2 e^{-2j\beta d} \quad (3.5)$$

Si la distancia entre elementos, d , es múltiplo de $\frac{\lambda_g}{4}$:

$$e^{-2j\beta d} = e^{-2j\frac{2\pi}{\lambda_g}d} = e^{-2j\frac{2\pi\lambda_g}{\lambda_g^4}d} = e^{-j\pi} = -1$$

De esta forma si los módulos de los elementos 1 y 2 son iguales, se consigue minimizar el efecto de reflexión. Por otro lado, al no estar situados los anillos en fase, hará que el apuntamiento no pueda ser broadside, si no que tendrá una cierta inclinación en el plano de elevación.

La ley de excitación se corresponde con una alimentación en amplitud igual para todos los elementos del array y una diferencia de fase entre elementos consecutivos de valor α . Donde la suma del campo radiado por cada elemento del array es el campo eléctrico total radiado, ecuación (3.6).

$$\vec{E}_A(r, \theta, \phi) = \sum_{n=1}^N \vec{E}_n(r, \theta, \phi) = \vec{E}_0(r, \theta, \phi) \sum_{n=1}^N A_n \cdot e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}_n} \quad (3.6)$$

Dicho de otra manera, el campo eléctrico radiado por un array depende del diagrama del elemento unitario y del factor de array, ecuación (3.7).

$$F_A(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N A_n \cdot e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}_n} \quad (3.7)$$

Parámetro	Descripción
A_n	Coefficientes de alimentación normalizado
\vec{r}_n	Vector posición al centro de cada elemento del array
\vec{r}	Vector de posición unitario de cada punto del espacio

Tabla 10: Parámetros ecuaciones 3.6 y 3.7

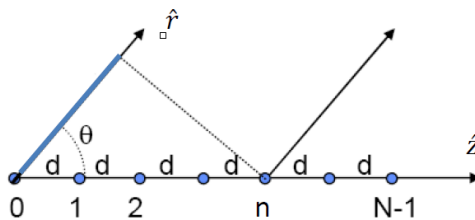


Figura 47: Array lineal equiespaciado donde cada punto representa un anillo de ranuras

Suponiendo un array lineal, con N elementos separados por igual una distancia d , figura 47, donde cada punto del dibujo representa un anillo de ranuras. La expresión de factor de array presentada en la ecuación (3.7) se reduce a:

$$F_A(\theta, \phi) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n \cdot e^{j(n \cdot k_0 \cdot d \cdot \cos\theta + \alpha_n)} \quad (3.8)$$

Con el desfase progresivo, α , entre elementos se controla la dirección de apuntamiento, θ . De manera que, se puede conformar un diagrama de radiación con el cual favorecer direcciones de apuntamiento y minimizar direcciones interferentes además de incrementar notablemente la ganancia de la antena.

$$\theta_0 = \cos^{-1} \left(-\frac{\alpha}{k_0 \cdot d} \right) \quad (3.9)$$

Aplicando la fórmula 3.9 y una distancia, d , de valor 16.92 mm ($3\frac{\lambda_g}{4}$), se calcula un valor de θ teórico estimado de 38.5°.

3.3.1 Aplicación práctica para el diseño con haz de elevación inclinado

Este primer modelo de antena está pensada para resolver la comunicación en sistemas de comunicaciones de órbita baja. En particular, este primer prototipo de antena con diagrama omnidireccional en acimuth, pero inclinado en elevación, es utilizado en las estaciones base de interiores o semi-interiores. Cómo se ilustra en la figura 48, la antena, colocada en lo alto de las plantas para dificultar la interferencia con otros aparatos electrónicos, es desapuntada con el fin de orientarla directamente a los usuarios.

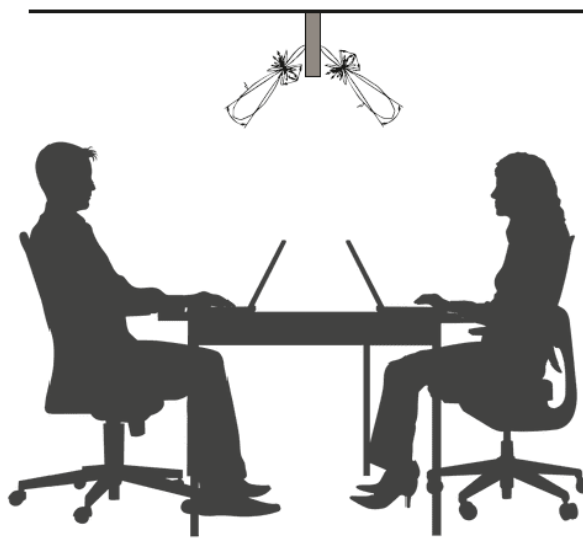


Figura 48: Aplicación real primer prototipo

Aunque principalmente se utilicen monopolos como antenas con cobertura omnidireccional, la baja ganancia que presentan (2 o 3 dBi) ha propiciado la sustitución por la antena que se presenta en el documento. Esta antena permite reducir el número de antenas monopolo porque la cobertura en distancia es mayor con el aumento de ganancia conseguido. También es posible usar esta antena en grandes naves industriales para coberturas internas, o incluso para comunicaciones en el exterior en los alrededores de un edificio no muy alto.

3.3.2 Obtención de los factores de acoplo

Una vez presentada la distribución de alimentación que se va a utilizar y su aplicación práctica, el siguiente paso es obtener los niveles de acoplo de cada elemento radiante que forma el array. Los factores de acoplo calculados conformarán los coeficientes de alimentación en módulo de la ley de alimentación del array.

Para estudiar de manera teórica el acoplo necesario para cada anillo del array lineal, se parte de la suposición de que no hay pérdidas en el circuito, en el cual se cumple el siguiente principio.

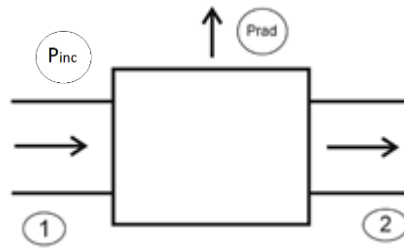


Figura 49: Modelo de dos puertas para la obtención del coeficiente de acoplo de una agrupación en anillo de ranuras

La figura 49 representa un circuito en el que la puerta 1 emula la onda que llega al anillo de ranuras, la potencia radiada es lo que radia ese anillo k -ésimo y la puerta 2 lo que viaja hacia el siguiente anillo de ranuras por la guía circular. En dicho circuito, suponiendo que no hay pérdidas, se cumple que la potencia que se refleja a la entrada del anillo de ranuras, sumada a la potencia radiada por el propio anillo, junto a la potencia transmitida al siguiente anillo de ranuras es igual a 1, ecuación (3.10).

$$|S_{11}|^2_k + |S_{21}|^2_k + P_{rad,k} = 1 \quad (3.10)$$

Como se puede ver en la fórmula (3.11) el coeficiente de acoplo es el ratio entre la potencia que radia un anillo de ranuras y la potencia que incide sobre él.

$$|C_{coup_k}| = \frac{Prad,k}{Pinc,k} \quad (3.11)$$

Además, siendo combinada dicha fórmula (3.11), junto a la fórmula (3.12), obtenida del artículo [23].

$$|C_{coup_k}| = \frac{a_{n,k^2}(x_k)}{\frac{\sum_{i=1}^M a_{n,i^2}(x_i)}{1-t} - \sum_{i=1}^{k-1} a_{n,i^2}(x_i)} \quad (3.12)$$

Se llega finalmente a la expresión (3.13), la cual relaciona las amplitudes de alimentación con los valores de potencia que debe acoplar cada elemento radiante.

$$\begin{aligned} |C_{coup_k}| &= \frac{Prad,k}{Pinc,k} = \frac{1 - |S11|_{k^2} - |S21|_{k^2}}{1 - |S11|_{k^2}} = \\ &= \frac{a_{n,k^2}(x_k)}{\frac{\sum_{i=1}^M a_{n,i^2}(x_i)}{1-t} - \sum_{i=1}^{k-1} a_{n,i^2}(x_i)} \end{aligned} \quad (3.13)$$

Los parámetros definidos en la igualdad anterior son los siguientes:

Parámetro	Descripción
C_coup_k	Coficiente de acoplamiento
Prad,k	Potencia radiada
Pinc,k	Potencia de entrada
a _{n,k}	Amplitud de alimentación
t	Potencia residual
M	Número de elementos que conformar el array
k	Elemento unitario del array

Tabla 11: Parámetros ecuación 3.13

Si se aplica la relación obtenida en (3.13) y un valor de potencia residual del 0%, se obtienen los coeficientes de acoplo que requieren los elementos del array según la ley de alimentación previamente elegida. Escoger un valor del 0%, implica que no se desaprovecha nada de potencia, y por lo tanto la eficiencia del antena es teóricamente de un 100%.

Elemento	1	2	3	4	5	6	7	8
C_coup_k (dB)	-12.04	-11.76	-11.46	-11.14	-10.79	-10.41	-10	-9.54

Elemento	9	10	11	12	13	14	15	16
C_coup_k (dB)	-9.03	-8.45	-7.78	-6.99	-6.02	-4.77	-3.01	0

Tabla 12: Coeficientes de acoplo (dB) para un array lineal de 16 elementos con una distribución uniforme en amplitud y una potencia residual del 0%

Por otro lado, la figura 50, asocia los coeficientes de acoplo posibles para cada tamaño de elemento radiante. Para obtener esta figura se ha ido variando la longitud de las ranuras que conforman un anillo y se ha ido anotando el valor de S21 y S11. A partir de este punto, se obtiene el valor del coeficiente de acoplo para cada tamaño de ranura despejándolo de la ecuación (3.13), previamente despejando la Prad,k y bajo la suposición de que la Pinc,k es 1 (por tratarse un solo anillo en simulación).

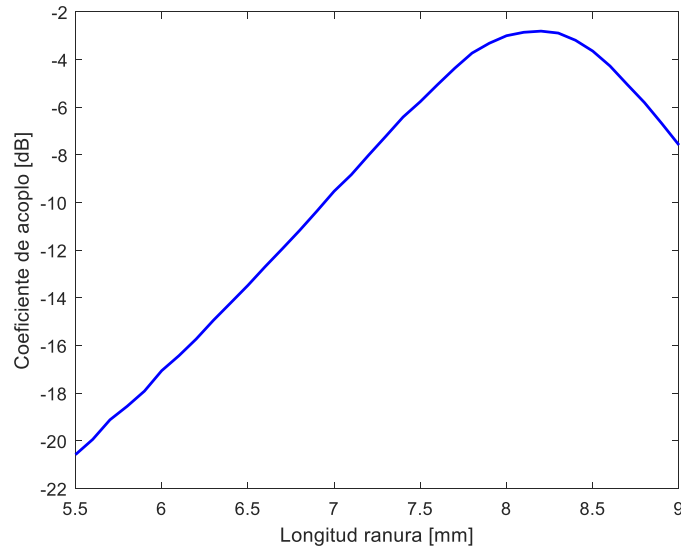


Figura 50: Relación coeficiente de acoplo con longitud de la ranura

Si se combinan ambos estudios, se obtiene el tamaño necesario para cada agrupación de ranuras que conforma el array. Dichas longitudes quedan reflejadas en la tabla 13.

Ranura	1	2	3	4	5	6	7	8
Longitud [mm]	6.7	6.8	6.8	6.9	6.9	6.9	7	7

Elemento	9	10	11	12	13	14	15	16
Longitud [mm]	7.1	7.2	7.3	7.4	7.5	7.7	8	-

Tabla 13: Longitud ranuras para un array lineal de 16 elementos con una distribución uniforme en amplitud y una potencia residual del 0%

El coeficiente de acoplo necesario para el último anillo de ranuras, tabla 12, es de 0 dBs. Es decir, se necesita de un elemento que acople todo lo que llega. Este último requisito es imposible conseguirlo con los elementos radiantes diseñados. Por lo tanto, el apartado siguiente tiene como objetivo diseñar un nuevo elemento radiante que se encargue de acoplar toda la potencia que le llega.

3.3.3 Elemento radiante con cortocircuito

Con el objetivo de solucionar este problema se sustituye el último elemento radiante y el puerto de salida por un último elemento radiante con carga adaptada. Esta nueva terminación se ocupa de acoplar la totalidad de la potencia que le llega al último anillo.

Esto se consigue diseñando un cortocircuito al final de la antena que se encuentra a una distancia, L_{corto} , de la última agrupación de ranuras. Este parámetro junto a la longitud de la ranuras se optimizan de manera individual para obtener los mejores resultados, como se ilustra en la figura 51.



Figura 51: Diseño último elemento radiante terminado en cortocircuito

Tal y como se demuestra en la figura 52, se ha conseguido que el diseño muestre una buena respuesta en reflexión para una distancia L_{corto} de 10.5 mm y una longitud de ranura de 7.97 mm.

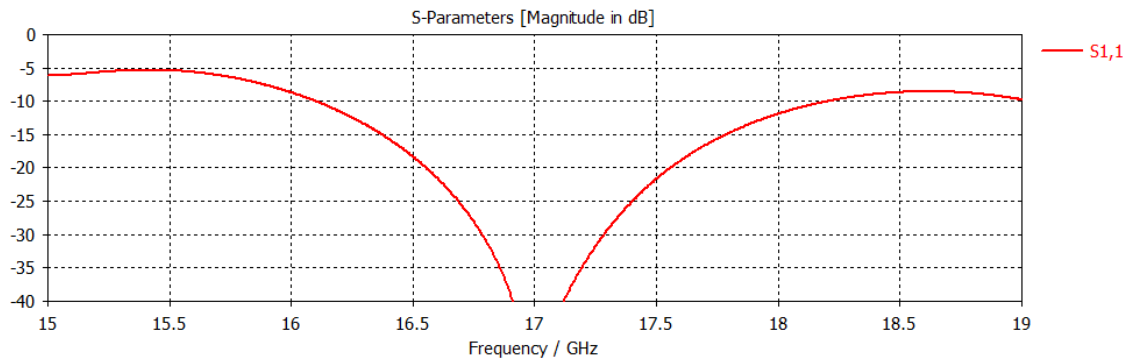


Figura 52: Coeficiente de reflexión simulado del último elemento radiante con carga adaptada

3.3.4 Agrupación lineal con cortocircuito

Llegados a este punto se presentan los objetivos finales del capítulo, que son, por un lado, conseguir una respuesta semejante a la que se obtenía previamente con el puerto de salida de la antena. Por otro lado, realizar un primer análisis de los resultados con el fin de orientar próximos diseños a futuros prototipos aptos para el venidero sistema 5G.

Para ello, se ha estudiado a fondo el diagrama de radiación obtenido tras la simulación. Tal y como se expone en la figura 53, diagrama de radiación en el plano de elevación ($\phi=90^\circ$) a la frecuencia central de diseño, se ha conseguido aumentar notablemente la ganancia de la antena, consiguiendo un máximo de 12.2 dB. En cuanto al apuntamiento obtenido (34°) se ha desviado 4° con respecto al esperado, pero sigue siendo un ángulo de apuntamiento válido para la aplicación que se pretende dar al dispositivo. Por el contrario, en este diseño aparece grating lobe dentro del margen visible.

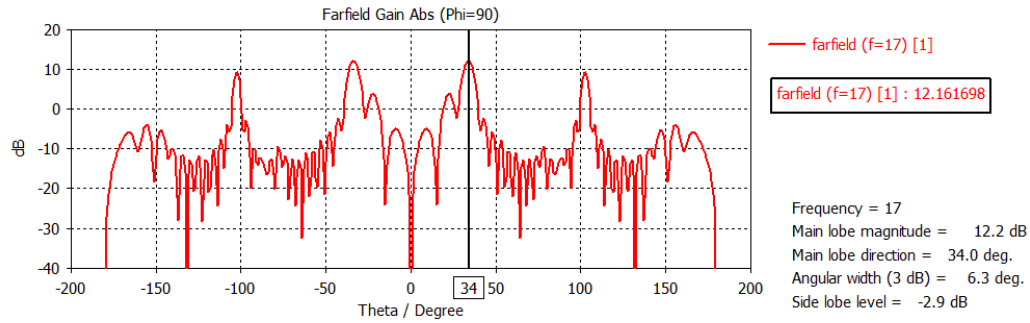


Figura 53: Diagrama de radiación. Diseño agrupación lineal terminada en cortocircuito

3.4 Modificación post-modelo

En los puntos anteriores se ha llevado a cabo el estudio detallado del diseño de la antena. Tras realizar un primer análisis del prototipo, se ha observado que el problema principal del diseño residía en la aparición de réplicas no deseadas del lóbulo principal. Para subsanar dicho problema, se ha modificado ligeramente el diseño del prototipo, buscando siempre la manera de dotarle de una aplicación práctica real.

3.4.1 Disminución del desfase progresivo

Por todo esto, la primera modificación ha consistido en la reducción de la distancia física entre anillos. En el diseño anterior esta distancia tenía un valor de $3\frac{\lambda_g}{4}$ (16.92 mm), un valor que, aunque se encontraba por debajo del valor de λ_0 (17.64 mm), que es la máxima distancia física entre anillos para no generar grating lobe. El desapuntamiento en el plano de elevación ocasionaba la aparición de grating lobe. Para evitar este efecto, se ha reducido el valor de la distancia entre anillos a $\frac{\lambda_g}{4}$ (5.64 mm). Se ha escogido este valor porque se sigue manteniendo la compensación de reflexiones 2 a 2 entre anillos, al seguir siendo un valor de distancia múltiplo impar de $\frac{\lambda_g}{4}$.

Como se demuestra en la tabla 14, ahora el desfase progresivo entre elementos, d , es mucho menor que λ_0 . Esto nos permite orientar hacia el usuario un único lóbulo principal, evitando que aparezcan réplicas del mismo.

	Modelado	$\lambda_0/2$	Post-Modelado
d [mm]	16.92	17.64	5.64

Tabla 14: Relación entre diferentes distancias físicas entre anillos y λ_0

En todo momento se ha tenido en cuenta el ángulo de apuntamiento del nuevo diseño, aplicando la fórmula obtenida en (3.9) se obtiene un nuevo θ estimado de valor 38.55° . Por último, en la figura 54 se muestra el diagrama de radiación en el plano de elevación a la frecuencia central de trabajo obtenido con los coeficientes teóricos en el módulo array de CST con la nueva distancia. En dicha figura se comprueba que además de satisfacer los objetivos de este punto, se consigue incrementar un 18% la ganancia del diseño. Consiguiendo finalmente una ganancia teórica de 14,4 dB.

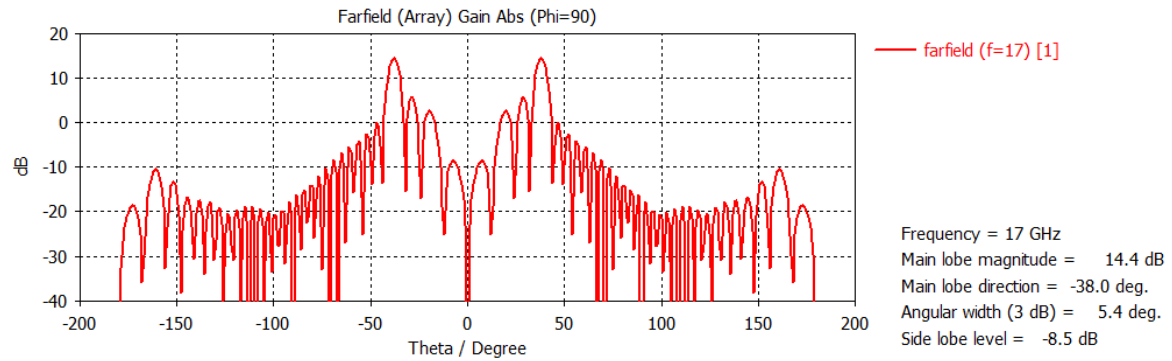


Figura 54: Diagrama de radiación teórico de la primera modificación

3.4.2 Obtención de los factores de acoplo para la primera modificación

En la tabla 15 se indican los coeficientes de acoplo obtenidos con un valor de potencia residual del 0%.

Elemento	1	2	3	4	5	6	7	8
C_coup_k (dB)	-16.81	-16.72	-16.62	-16.53	-16.43	-16.34	-16.24	-16.13

Elemento	9	10	11	12	13	14	15	16
C_coup_k (dB)	-16.02	-15.91	-15.80	-15.68	-15.56	-15.44	-15.31	-15.19

Elemento	17	18	19	20	21	22	23	24
C_coup_k (dB)	-14.05	-14.91	-14.77	-14.62	-14.47	-14.31	-14.15	-13.97

Elemento	25	26	27	28	26	30	31	32
C_coup_k (dB)	-13.80	-13.62	-13.42	-13.22	-13.01	-12.78	-12.55	-12.30

Elemento	33	34	35	36	37	38	39	40
C_coup_k (dB)	-12.04	-11.76	-11.46	-11.13	-10.79	-10.41	-10	-9.54

Elemento	41	42	43	44	45	46	47	48
C_coup_k (dB)	-9.03	-8.45	-7.78	-6.99	-6.02	-4.77	-3.01	0

Tabla 15: Coeficientes de acoplo (dB) para un array lineal de 48 elementos con una distribución uniforme en amplitud y una potencia residual del 0%

Por otro lado, la figura 55, asocia los coeficientes de acoplo posibles para cada tamaño de elemento radiante.

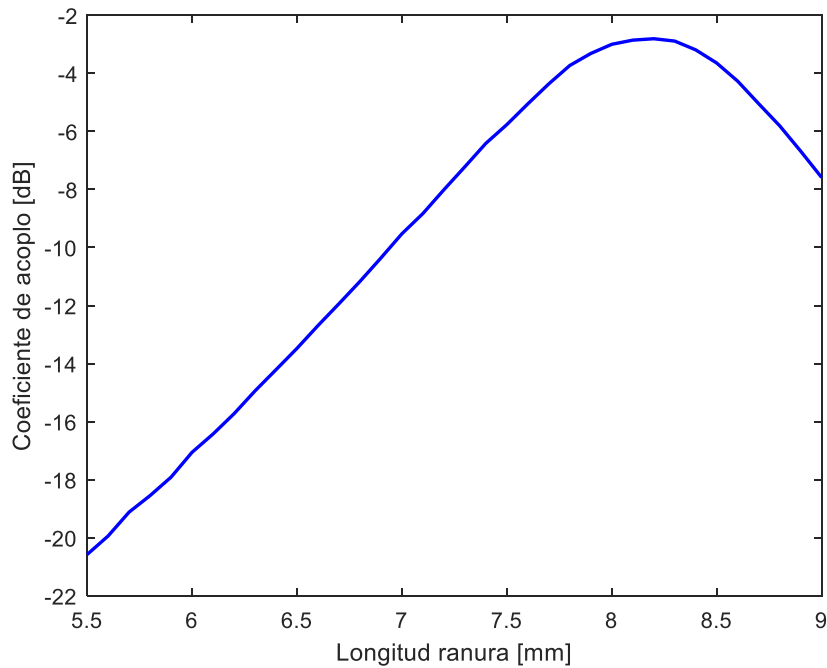


Figura 55: Relación coeficiente de acoplo con longitud de la ranura

Si se combinan ambos estudios, se obtiene el tamaño necesario para cada agrupación de ranuras que conforma el array. Para finalizar este diseño se utiliza la terminación en corto diseñada previamente, que se ocupa de acoplar la totalidad de potencia que llega a el último anillo de ranuras.

Por último se somete la longitud de las ranuras a un exhaustivo proceso de optimización en CST, para compensar los acoplos. Dichas longitudes optimizadas quedan reflejadas en la tabla 16.

Ranura_m	m=1,2,3,4,5,6	m=7,8,9,10,11,12	m=13,14,15,16,17,18	m=19,20,21,22,23
Longitud [mm]	6.1	6.2	6.3	6.4

Ranura_m	m=24,25,26,27	m=28,29,30,31	m=32,33,34	m=35,36	m=37,38,39
Longitud [mm]	6.5	6.6	6.7	6.8	6.9

Ranura_m	m=40,41	m=42	m=43	m=44	m=45	m=46	m=47	m=48
Longitud [mm]	7	7.1	7.2	7.3	7.4	7.5	7.7	7.97

Tabla 16: Longitud ranuras optimizadas para un array lineal de 48 elementos con una distribución uniforme en amplitud y una potencia residual del 0%

3.5 Resultados de simulación antena conformada con haz de elevación inclinado

Durante esta sección se presentan los resultados obtenidos en simulación. En primer lugar, en la figura 56, se ilustra el coeficiente de reflexión obtenido. En la misma figura se puede apreciar cómo se mantiene por debajo de -20 dB en toda la banda de trabajo (16.5 – 17.5GHz). Consiguiendo un 14.6% de ancho de banda de reflexión por debajo de -20dB.

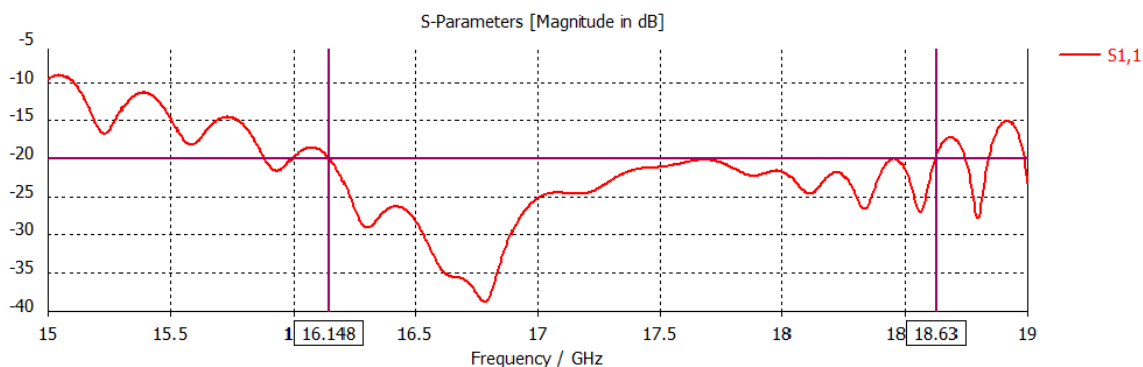


Figura 56: Simulación del coeficiente de reflexión del prototipo con haz de elevación inclinado

La figura 57 ilustra una comparativa entre la simulación del diagrama de radiación, de la componente copolar, entre el modelo simulado y el modelo teórico diseñado con los coeficientes teóricos en el módulo array de CST. Se aprecia una cierta semejanza entre ambas gráficas, donde se mantienen los niveles de ganancia. Únicamente existe una diferencia en el apuntamiento del lóbulo principal de 4°. Pero como se ha comentado en apartados previos no afecta a la utilización del modelo diseñado.

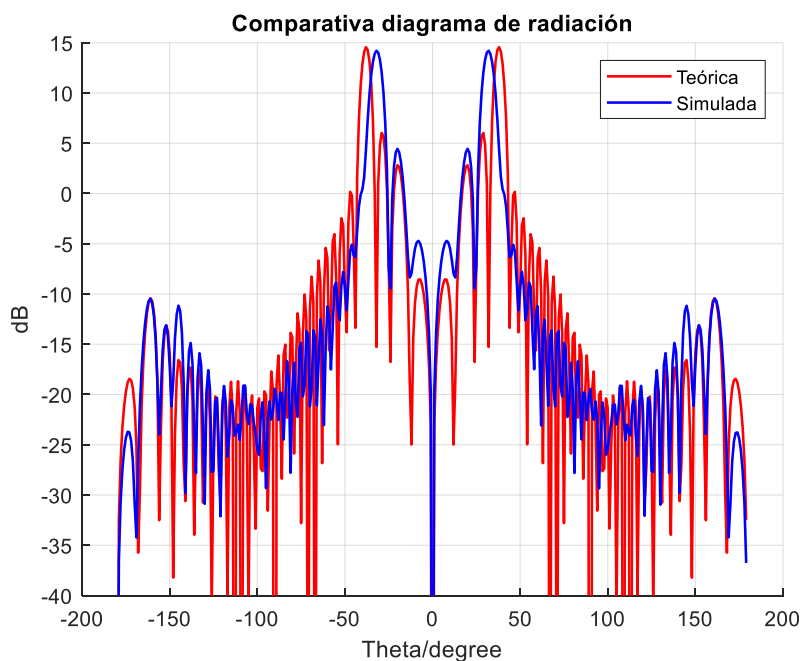


Figura 57: Comparativa entre la simulación y el modelo teórico del diagrama de radiación normalizado, componente copolar, en el plano de elevación

Seguidamente se muestran los diagramas de radiación obtenidos para los planos de elevación ($\phi=90^\circ$) y ($\phi=0^\circ$), a la frecuencia central de la banda de trabajo. En la componente copolar, figura 58, se aprecia como ambas respuestas son prácticamente idénticas. Para ambos planos se ha alcanzado un nivel de SLL de -9.5 dB y un ancho de haz a -3 dB de 6.7° .

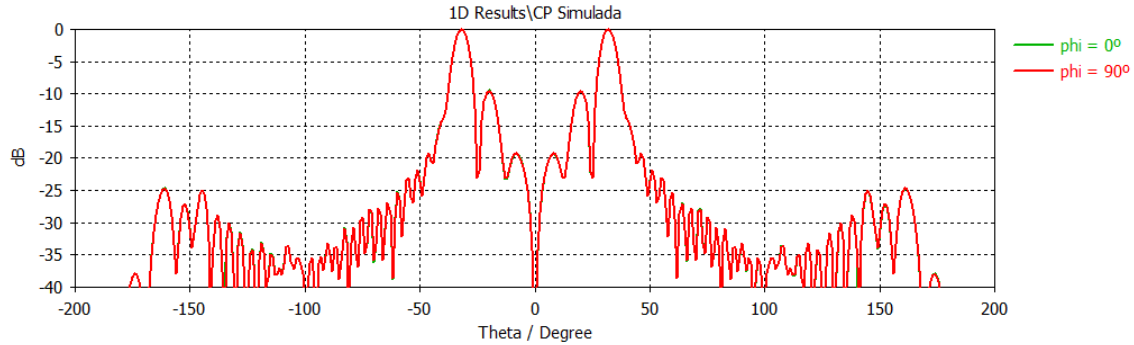


Figura 58: Simulación de la componente copolar del diagrama de radiación normalizado para el prototipo con haz de elevación inclinado

Sin embargo, la componente contrapolar difiere ligeramente, figura 59. Pero ambas respuestas son significativamente buenas, mantienen el nivel de radiación por debajo de los -60 dB. Para el plano de $\phi=0^\circ$ se ha conseguido una relación LHCP/RHCP de -100 dB en la dirección de máximo apuntamiento, mientras que el plano de $\phi=90^\circ$ tiene una relación LHCP/RHCP de -75 dB.

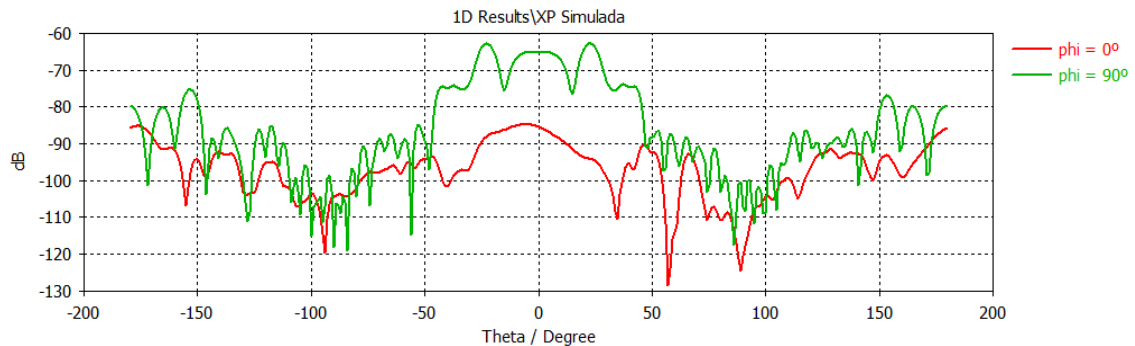


Figura 59: Simulación de la componente contrapolar del diagrama de radiación normalizado para el prototipo relleno de aire

Las figuras 60 y 61 representan la dispersión típica en frecuencia de la dirección de máximo apuntamiento en los arrays de onda progresiva. Cuando la frecuencia de trabajo es distinta de la frecuencia central de diseño (17 GHz) se modifica el desfase entre elementos y por consiguiente el ángulo de apuntamiento. Para ambos planos el desapuntamiento máximo obtenido en los extremos de la banda de trabajo, 16.5 y 17.5 GHz, es de -2° y 2° . Esto nos hace mantener el ancho de banda útil de la antena diseñada (criterio de dispersión de 2.5° en la dirección de máximo apuntamiento del haz principal).

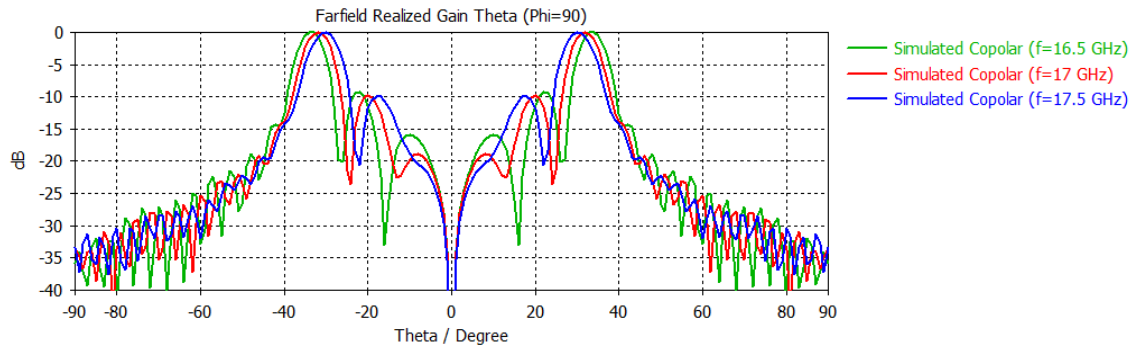


Figura 60: Simulación de la componente copolar, para el plano de elevación $\phi=90^\circ$, del diagrama de radiación normalizado para el prototipo con haz de elevación inclinado a la frecuencia central de diseño y en los extremos de la banda de trabajo

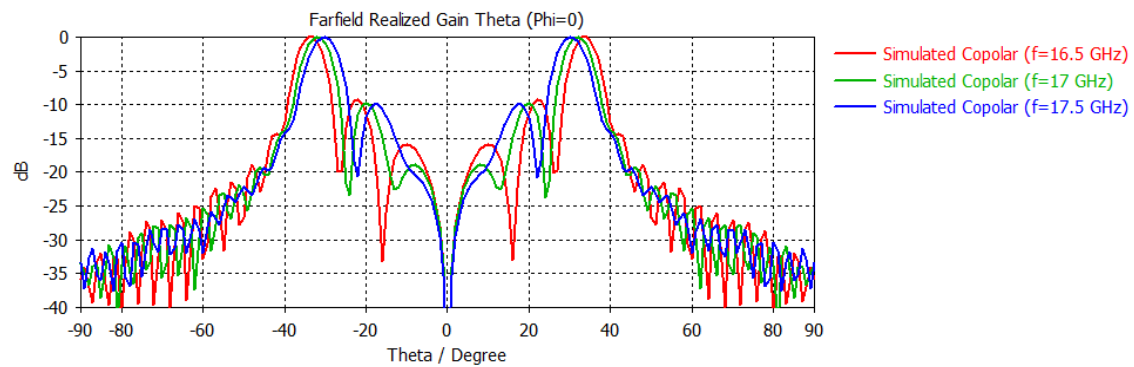


Figura 61: Simulación de la componente copolar, para el plano de elevación $\phi=0^\circ$, del diagrama de radiación normalizado para el prototipo con haz de elevación inclinado a la frecuencia central de diseño y en los extremos de la banda de trabajo

La última figura que se muestra en este capítulo es el rizado en el plano omnidireccional, en el ángulo de máximo apuntamiento ($\theta = 32^\circ$). La respuesta que se obtiene es francamente buena, se observa en la figura 62, como el rizado de la componente copolar es prácticamente nulo.

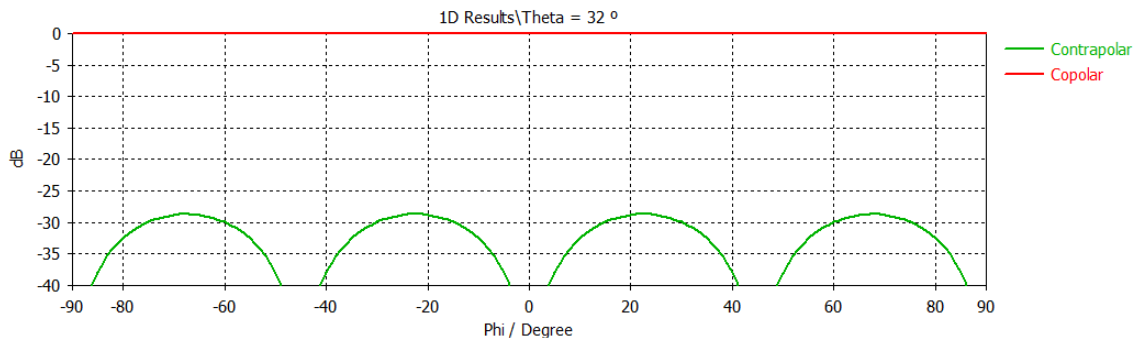


Figura 62: Simulación del diagrama de radiación, componentes copolar y contrapolar, para el plano omnidireccional $\theta=32^\circ$, para el prototipo con haz de elevación inclinado

Todas estas gráficas sumando a las tablas de ganancia, directividad y ángulo de apuntamiento, que se muestran a continuación, arrojan unos resultados de simulación satisfactorios y han servido para dar por concluido el diseño de la antena.

Frecuencia (GHz)	Ganancia (dB)	Directividad (dBi)	Apuntamiento (°)
16.5	14.1	14.2	32
17	14.2	14.2	34
17.5	14.1	14.1	36

Tabla 17: Ganancia, directividad y ángulo de apuntamiento a diferentes frecuencias (plano de elevación ($\phi=0^\circ$))

Frecuencia (GHz)	Ganancia (dB)	Directividad (dBi)	Apuntamiento (°)
16.5	14.1	14.1	32
17	14.2	14.2	34
17.5	14.1	14.1	36

Tabla 18: Ganancia, directividad y ángulo de apuntamiento a diferentes frecuencias (plano de elevación ($\phi=90^\circ$))

4

Fabricación y resultados experimentales

Llegados a este punto, se presenta otros de los aspectos más relevantes y significativos del trabajo. La fabricación de la antena diseñada, ha sido un reto tanto para el autor, como para el grupo. De manera que, este capítulo tiene como fin descubrir el modelo de fabricación producido, a la par que se presentan los resultados obtenidos tras la fabricación. Finalmente se cotejan los resultados alcanzados con los simulados.

4.1 Fabricación

La antena que se ha optado por medir y fabricar ha sido la antena con haz de elevación inclinado, desarrollada en el capítulo 3. La primera posibilidad que se planteó para su fabricación, fue la de producir la antena en una única pieza mediante fabricación aditiva con impresión 3D directa de metal DMLS (*Sinterizado Directo de Metal por Láser*). Este método de fabricación arrojó grandes problemas. Debido a las dimensiones y geometría del diseño, podían surgir problemas de soporte interno a la hora de fabricarlo. Para solucionarlo, se debían colocar soportes de fabricación que luego no era posible retirar y afectaban a las propiedades del diseño realizado.

Para subsanar este problema, se nos planteó realizar el diseño a partir de un perfil circular estándar, pero esta solución modificaba directamente el comportamiento eléctrico de la antena e implicaba volver a realizar el diseño desde cero, adecuándonos a las dimensiones de tubos cilíndricos estándar. Otra de las opciones que se nos sugirió, fue la de cambiar la orientación de diseño de las ranuras, esto permite la fabricación del dispositivo sin soportes, pero modificar la orientación de las aperturas o ranuras para hacerlo mediante esta impresión no era posible, ya que es la esencia de la antena.

Tras descartar la posibilidad de fabricar el dispositivo en una única pieza, se sugiere la posibilidad de dividirla en dos piezas. La primera pieza consistía en la guía circular conformada por las ranuras radiantes, a la que a la parte inferior se le había añadido un refuerzo, con el fin de que la sujeción con la segunda pieza fuera mayor. En la figura 63, se muestra un esbozo aclarativo de la forma de la figura.

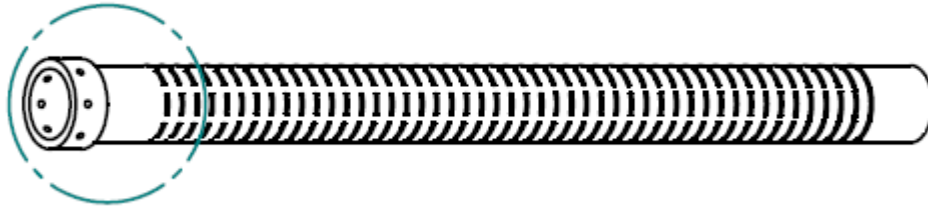


Figura 63: Prototipo pieza "guía ranurada" para fabricación

La segunda de las piezas consistía en una estructura que servía de base para la anterior, además, contenía todo el diseño de la transición de conector coaxial a guía de onda circular, figura 64.

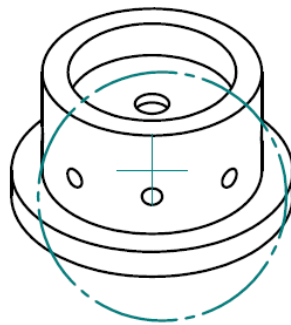


Figura 64: Prototipo pieza "base" para fabricación

Para este nuevo conjunto, se proponen dos posibilidades de fabricación, bien por DMLS o por mecanizado en aluminio. Por DMLS, surgen los mismos inconvenientes de fabricación que ocurrían con una única pieza. Sin embargo, mediante mecanizado si se nos da la oportunidad de fabricar la antena. El precio de mecanizar la pieza que forma la base del dispositivo es asumible pero el precio de mecanizado de la estructura ranurada es elevado para la aplicación que se le pretende dar al dispositivo, esto es debido al alto riesgo que tiene esta pieza (mecanizar ranuras en perfil tubular no es sencillo, y es muy posible que la pieza falle y debe re-fabricarse). Llegados a este punto, se nos propone una última solución para rebajar el coste y es dividir la estructura de la guía en varios trozos. Pero nuevamente esta opción es descartada debido a la afección del comportamiento eléctrico que esto produce.

Se abandona la opción de fabricarlo directamente en metal y se busca una nueva solución, la cual consistía en fabricar las piezas mediante impresión plástica 3D (*SLA*) y posterior metalización de cobre químico. En cuanto a la fabricación no surge ninguna complicación. Sin embargo la metalización ofrece ciertas dificultades ya que pueden quedar zonas sin metalizar. Con el fin de eludir estos problemas de metalización se decide buscar una nueva empresa especializada únicamente en metalización. La cuál no sugiere la posibilidad de dividir la pieza conformada por ranuras en otra pieza más, como se muestra en la figura 65.

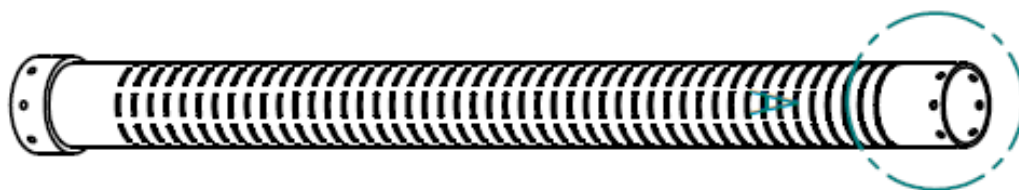


Figura 65: Prototipo pieza “guía ranurada” para fabricación, segunda modificación

Tras dividir nuevamente la estructura, esta vez por la parte de arriba, se elabora una nueva pieza que contiene el diseño del cortocircuito, figura 66.

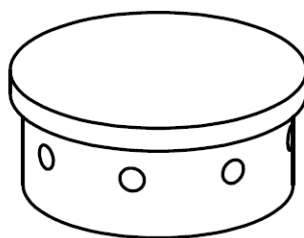


Figura 66: Prototipo pieza “tapadera” para fabricación

De esta forma, la estructura cilíndrica queda abierta en ambos extremos y esto permite una metalización completa del diseño. Este punto no modifica altamente las propiedades del diseño y se decide fabricar la estructura formada por ranuras de dicha manera. El resto de piezas se fabrican mediante mecanizado, debido a que este último modelo de fabricación es nuevo para el grupo y no se sabe, en principio, como de bueno serán los resultados.

De manera que finalmente el diseño es fabricado mediante dos técnicas distintas. Las piezas base y tapadera, figuras 64 y 66, mediante mecanizado en aluminio. Este proceso de fabricación conforma la pieza mediante eliminación de material ya sea por arranque de viruta o por abrasión. En las figuras 67 y 68 se muestran finalmente como han quedado los diseños mecanizados.



Figura 67: Pieza tapadera fabricada



Figura 68: Pieza base fabricada

La pieza "estructura" se fabricó mediante impresión plástica estereolitografía. Este proceso convierte, mediante el uso de un láser, un foto-polímero líquido en plástico sólido, capa por capa.



Figura 69: Pieza guía ranurada fabricada sin metalizar

Posteriormente se procede al proceso de metalización con $2\mu\text{m}$ de plata. Todas las paredes ranuradas tiene que estar recubiertas de plata, siendo necesario cubrir todo el área exterior e interior para que el diseño sea funcional.



Figura 70: Proceso de metalización pieza guía ranurada

Para ello, primeramente se limpió el diseño para eliminar grasas y manchas, posteriormente se flameó para aumentar la tensión superficial del sustrato y aumentar la adhesión del revestimiento de plata. Se pulverizó una activación sobre la superficie para acelerar el inicio de la reacción química. Para finalmente, pulverizar con revestimiento de plata en las áreas exterior e interior. Después la pieza se sometió a un método de secado por presión de aire.

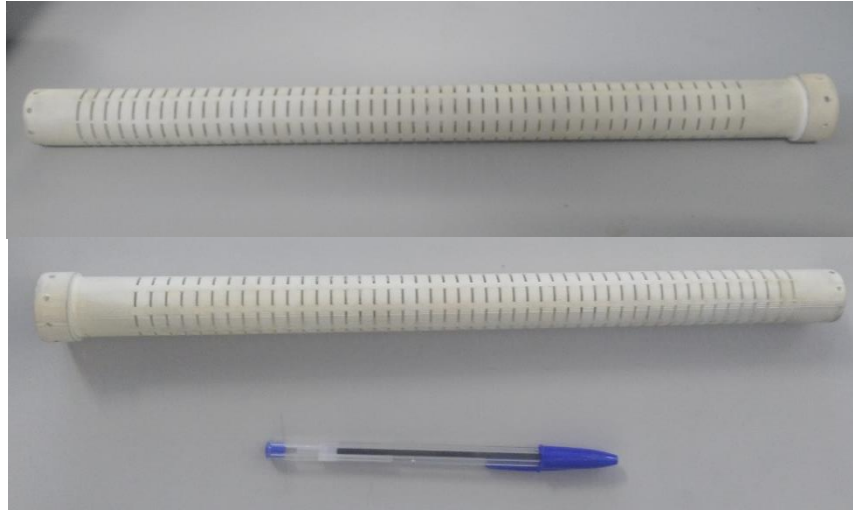


Figura 71: Pieza guía ranurada fabricada

Este modelo de fabricación nos permite, además de rebajar el costo del diseño, Anexo A, la fácil sustitución de la estructura ranurada. Si en un futuro se desea diseñar una nueva estructura radiante, únicamente se tiene que refabricar esta pieza. La pieza base y tapadera no sería necesario fabricarlas de nuevo. Los planos completos de las piezas fabricadas se adjuntan en el Anexo B.

Una vez fabricadas las piezas se procede al proceso de montaje de la antena completa, quedando finalmente un diseño como el que se muestra en la figura 72 y 73.

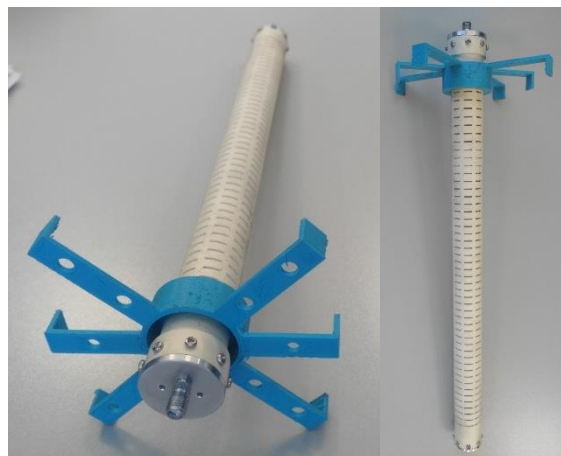


Figura 72: Montaje antena completa

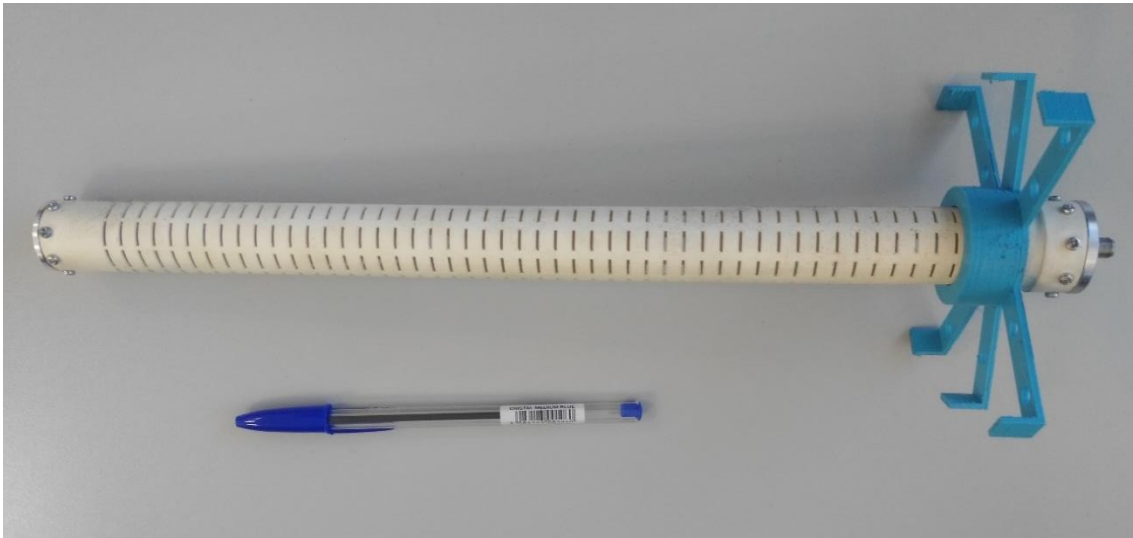


Figura 73: Montaje antena completa 2

4.1.1 Puesta en marcha en la cámara anecoica

La toma de medidas se ha realizado en la Cámara Anecoica de la Escuela Politécnica Superior (EPS) de la Universidad Autónoma de Madrid (UAM). Para poder sujetar la antena a las plataformas giratorias es necesario el diseño y fabricación de una nueva pieza que sirva como soporte, debido a las grandes dimensiones del prototipo diseñado. Esta pieza es la que se ilustra, de color azul, junto al prototipo diseñado en las figuras 72 y 73.

Una vez terminada esta fase, se procede a calibrar todos los equipos que van a formar parte en la toma de medidas: cables, conectores, etc. Con el fin de eliminar de la medición todos aquellos errores producidos por dichos elementos.

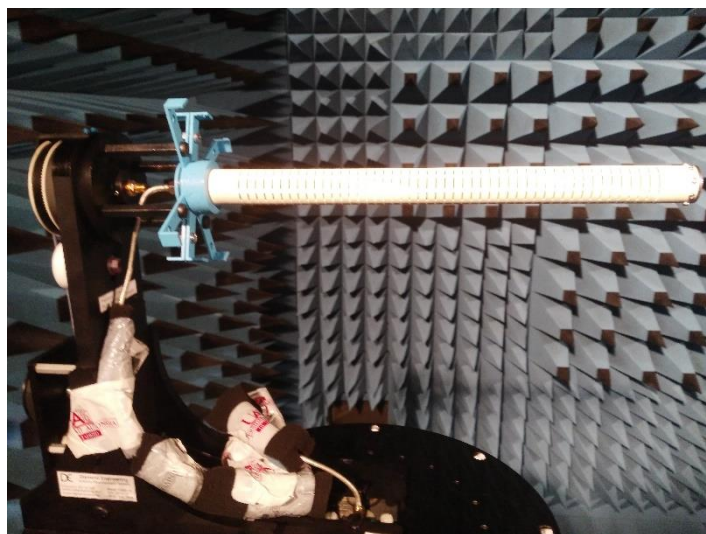


Figura 74: Montaje antena completa en la cámara anecoica

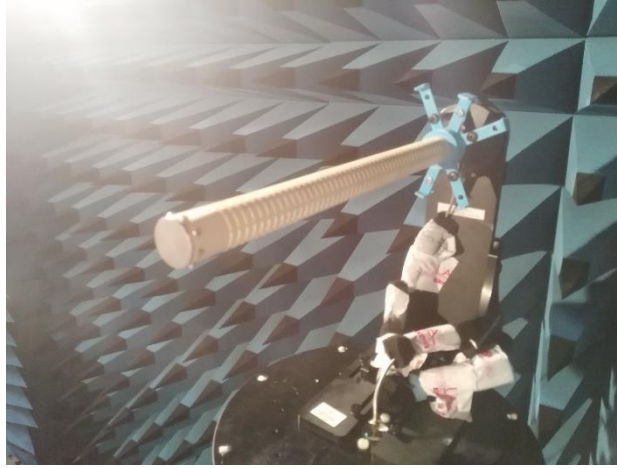


Figura 75: Montaje antena completa en la cámara anecoica 2

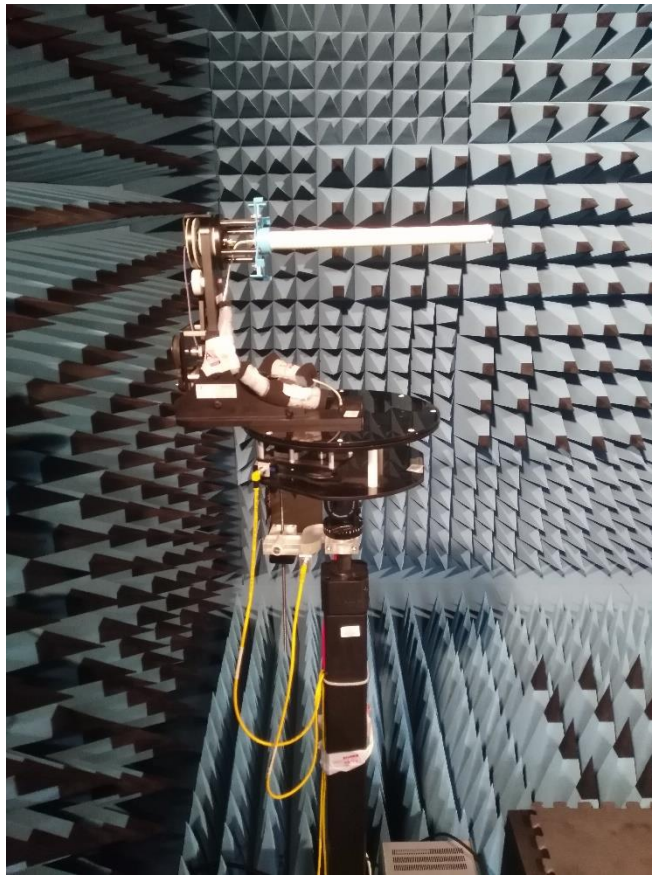


Figura 76: Montaje antena completa en la cámara anecoica 3

Finalmente, se coloca el prototipo diseñado en la plataforma, como se muestra en las figuras 74, 75 y 76, y se procede a la toma de medidas. Para la toma de medias se ha utilizado un analizador de redes que nos permite obtener los parámetros de dispersión y un sistema de medidas de antenas conocido como DAMS 6000 que además de un software tiene asociado un hardware con el que controlar los planos de elevación y azimuth.

4.1.2 Ajuste transición de entrada

Por último, antes de proceder a la comparativa con el modelo simulado, se realiza el ajuste de la transición de entrada. Para ello, se va limando el alma del conector hasta que el prototipo se encuentre adaptado a la frecuencia de trabajo, figura 78. En la figura 77, se muestra una figura que ilustra el proceso descrito anteriormente.

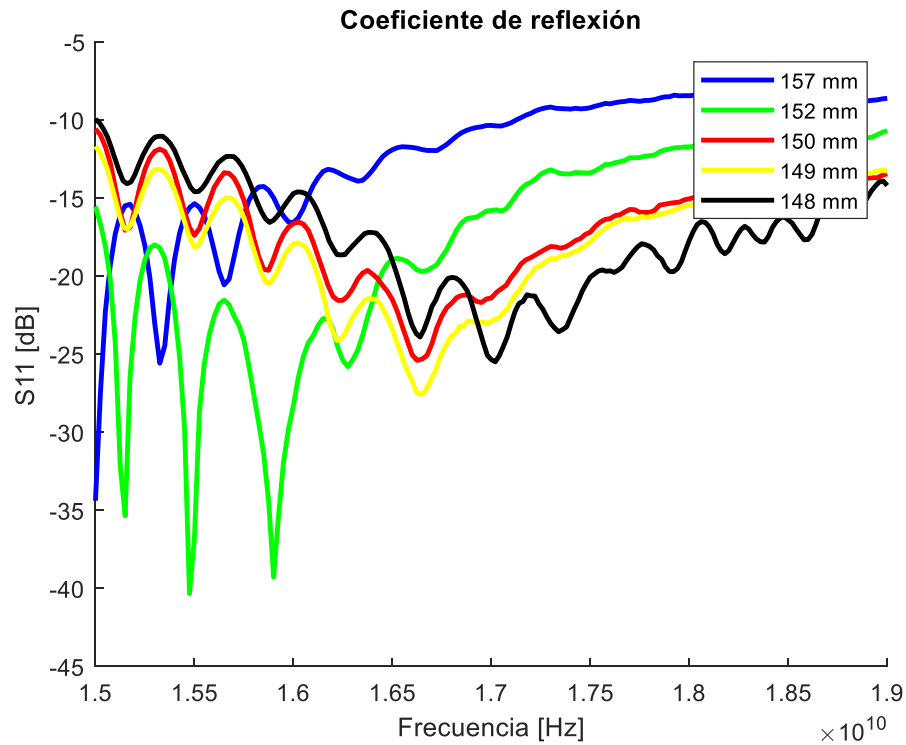


Figura 77: Parámetro de reflexión en función de la longitud del alma del conector

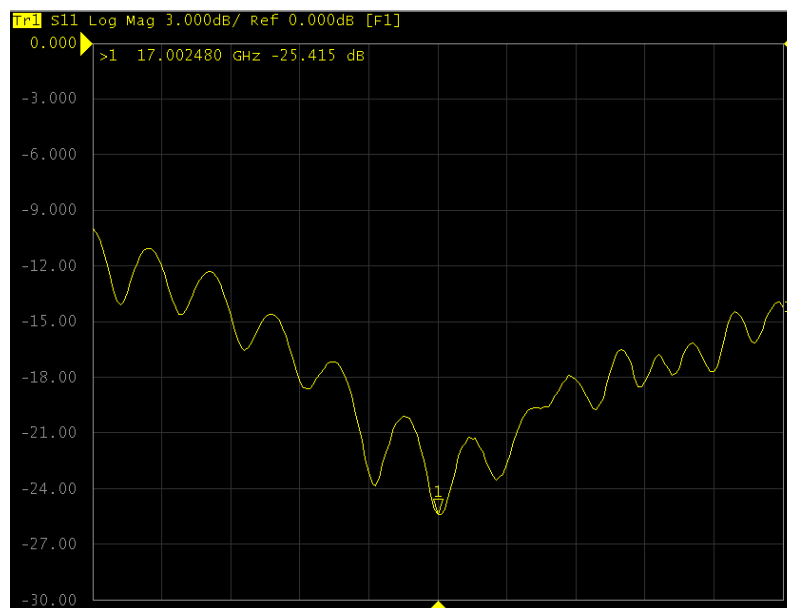


Figura 78: Parámetro de reflexión adaptado a la frecuencia de trabajo

4.2 Resultados experimentales

Una vez finalizada la fase de fabricación del prototipo se procede a comprobar el correcto funcionamiento mediante una serie de pruebas experimentales. Pero antes de proceder con la comparativa, es necesario señalar que se ha modificado el diseño del modelo simulado en el capítulo 3, para que concuerde en lo máximo posible con el fabricado. Quedando finalmente un modelo dividido en 3 piezas, con refuerzo en la base de la estructura, tal y como se muestra en la figura 79.

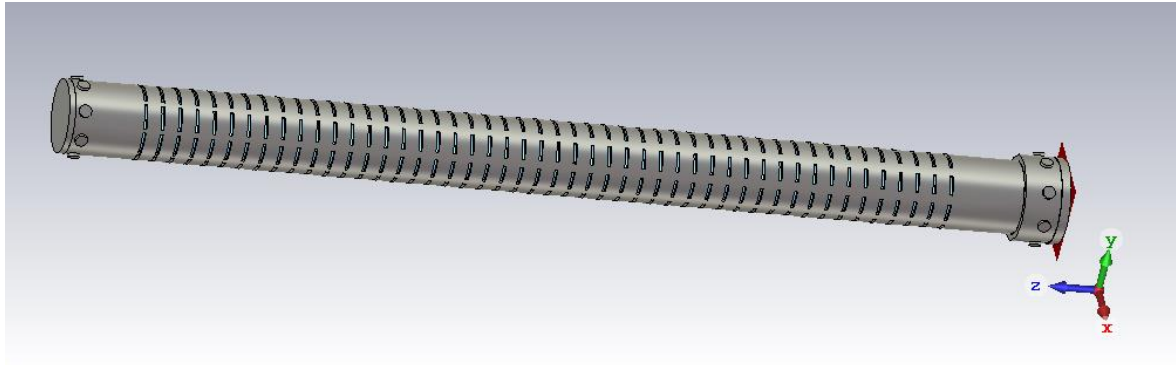


Figura 79: Antena completa conformada por tres piezas diseñada en CST

4.2.1 Coeficiente de reflexión

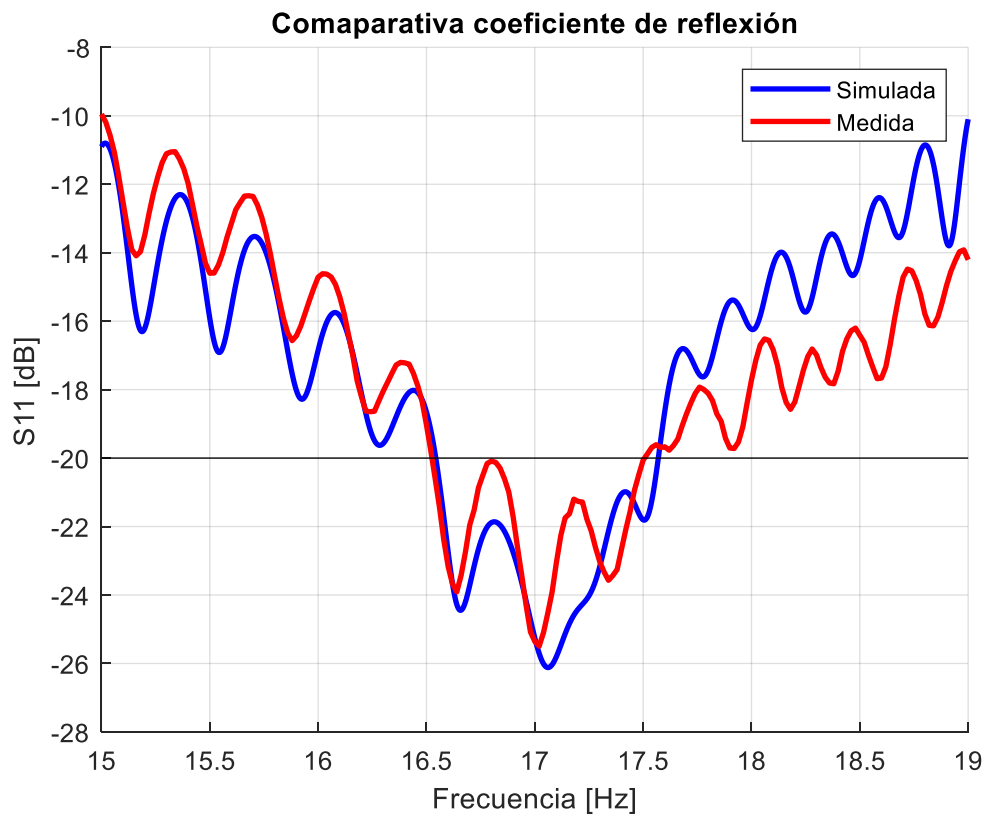


Figura 80: Comparativa parámetro reflexión simulado y medido

En la figura 80 se muestra el coeficiente de reflexión, simulado y medido, para el prototipo diseñado. Se aprecia como existe un alto grado de correlación entre ambas gráficas, los errores de tolerancia en la construcción de la antena son relativamente bajos. Además, como ya ocurría con la respuesta simulada, la respuesta medida se mantiene por debajo de los -20 dB en toda la banda de trabajo (16.5 – 17.5 GHz).

4.2.2 Diagrama de radiación en el plano de elevación

Las figuras 81 y 82 muestran la simulación frente a la medida del diagrama de radiación normalizado copolar, figura 81, y contrapolar, figura 82, de la antena para el plano de elevación $\phi=0^\circ$ a la frecuencia de trabajo. Ambas componentes de radiación muestran un alto grado de concordancia con las componentes simuladas, únicamente se aprecia una diferencia de 0.5° en la dirección de máximo apuntamiento. Para este primer plano medido se ha alcanzado un diagrama con un ancho de haz de 7.2° a -3dB, un nivel de SLL de -11.5 dB y una relación copolar/contrapolar por debajo de -30 dB en la dirección de máximo apuntamiento

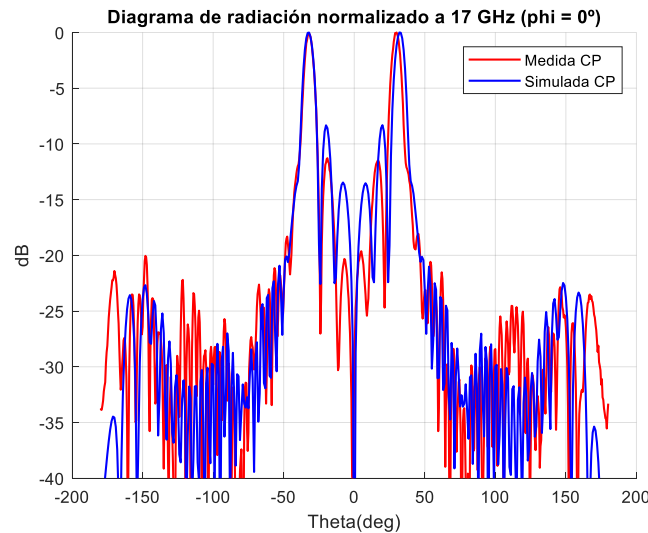


Figura 81: Diagrama de radiación normalizado, componente copolar, en el plano de elevación ($\phi=0^\circ$)

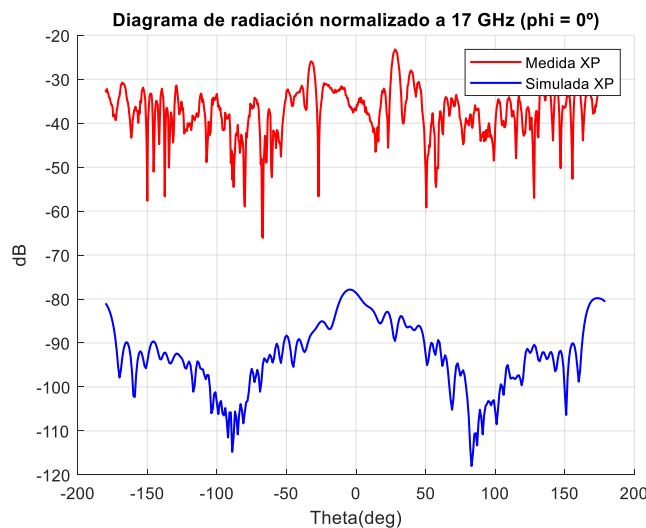


Figura 82: Diagrama de radiación normalizado, componente contrapolar, en el plano de elevación ($\phi=0^\circ$)

Si se analiza el plano de elevación $\phi=90^\circ$, se comprueba como arroja los mismos resultados que los obtenidos en el plano anterior, manteniendo los mismos niveles de anchura de haz y nivel de SLL y la misma relación copolar/contrapolar.

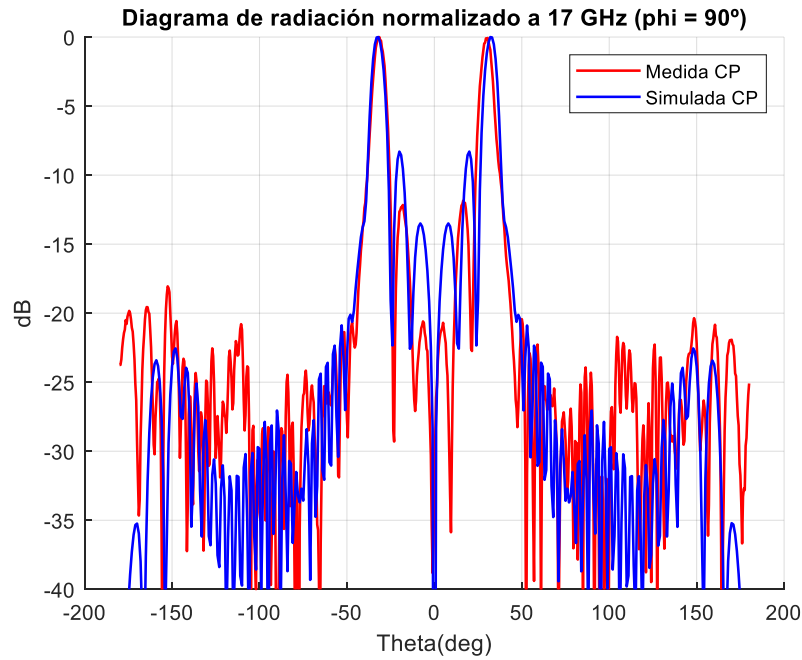


Figura 83: Diagrama de radiación normalizado, componente copolar, en el plano de elevación ($\phi=90^\circ$)

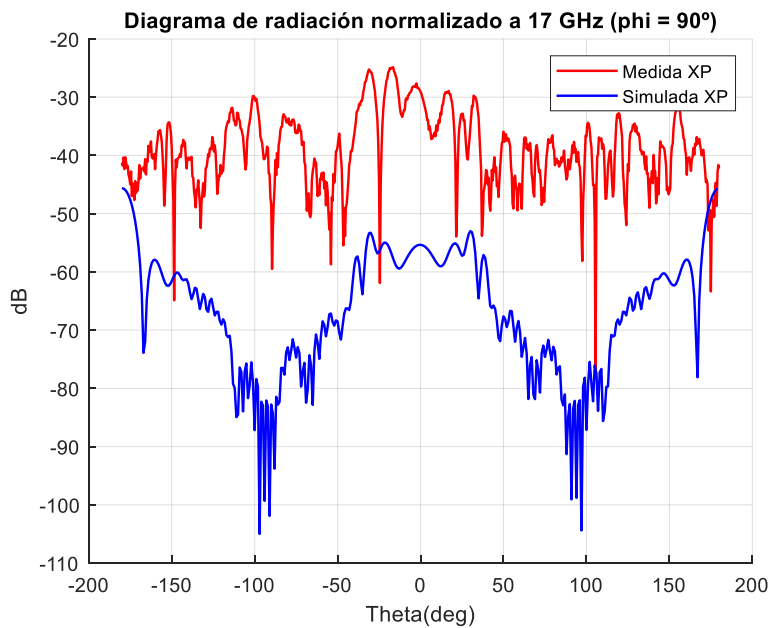


Figura 84: Diagrama de radiación normalizado, componente contrapolar, en el plano de elevación ($\phi=90^\circ$)

Para finalizar el presente punto en el Anexo C se muestran las mismas gráficas, pero esta vez obtenidas en las frecuencias extremos de la banda de trabajo (16.5 – 17 GHz).

4.2.3 Rizado del diagrama en el plano omnidireccional

En este punto lo que se pretende estudiar es el tipo de radiación obtenido en el plano omnidireccional. Por lo tanto, el siguiente parámetro que se ha comparado ha sido el rizado del diagrama en el plano omnidireccional, medido en la dirección de máximo apuntamiento ($\theta=32^\circ$ y $\theta=-32^\circ$).

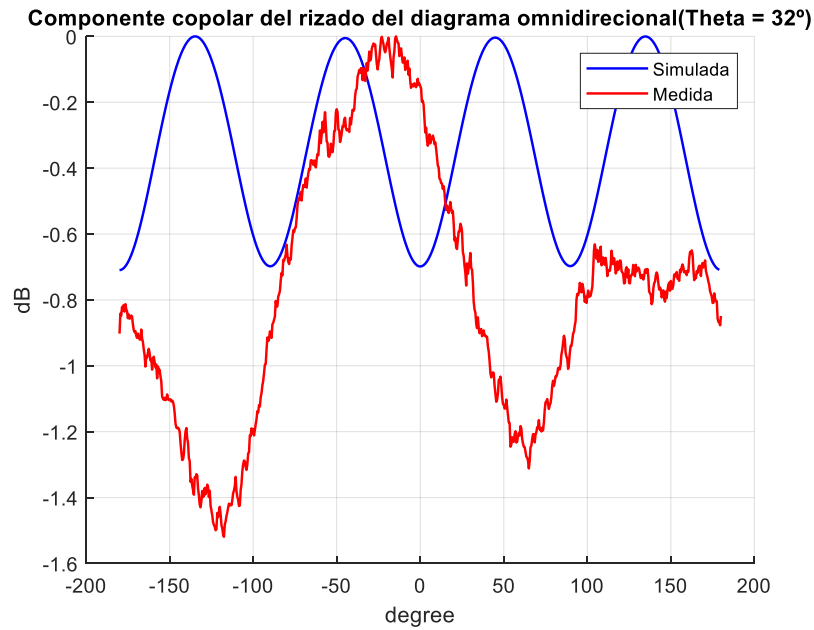


Figura 85: Rizado del diagrama de radiación omnidireccional normalizado, componente copolar, en la dirección de máximo apuntamiento ($\theta=32^\circ$)

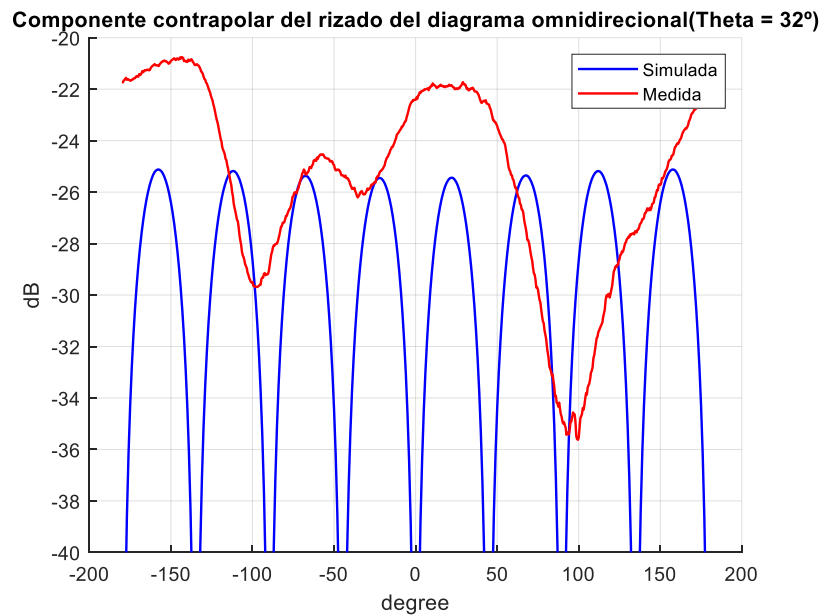


Figura 86: Rizado del diagrama de radiación omnidireccional normalizado, componente contrapolar, en la dirección de máximo apuntamiento ($\theta=32^\circ$)

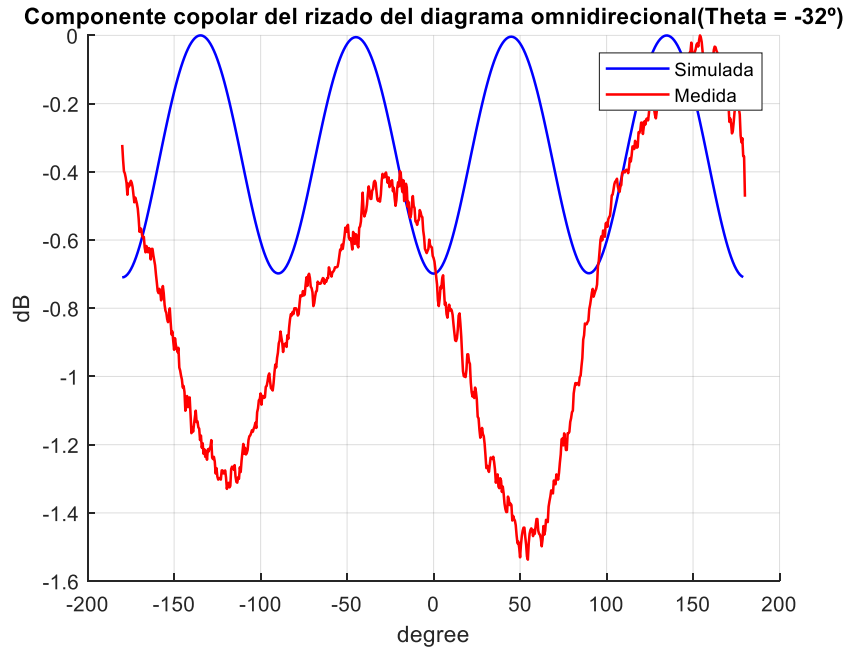


Figura 87: Rizado del diagrama de radiación omnidireccional normalizado, componente copolar, en la dirección de máximo apuntamiento ($\theta = -32^\circ$)

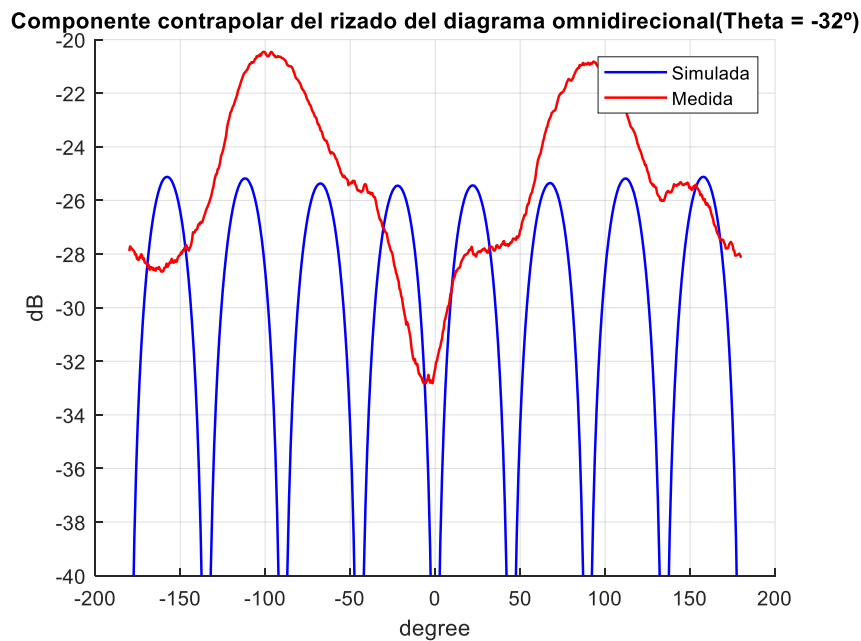


Figura 88: Rizado del diagrama de radiación omnidireccional normalizado, componente contrapolar, en la dirección de máximo apuntamiento ($\theta = -32^\circ$)

Todos los planos mostrados en este punto siguen la misma tónica. Existe un desajuste entre las respuestas obtenidas en la medición y las respuestas obtenidas en simulación. Para el caso de la componente copolar el rizado medido se ve incrementado hasta 1 dB en la dirección de máximo apuntamiento. Por otro lado, se obtienen niveles de contrapolares más altos que los valores simulados.

Estos hechos se atribuyen principalmente a errores en la fabricación del prototipo. Es importante tener en cuenta que tanto el proceso de fabricación como el de metalización de la antena, son procesos costosos. Por todo ello, se ha considerado que las discordancias obtenidas en la respuesta medida son a causa de errores de fabricación.

En el Anexo D se muestran el resto de diagramas en el plano omnidireccional, obtenidos en las frecuencias extremos de la banda de trabajo (16.5 – 17 GHz).

4.2.4 Curva de ganancia

Para finalizar el capítulo en la figura 89 se muestran las curvas de ganancia simuladas y medidas en los planos de elevación $\varphi = 0^\circ$ y $\varphi = 90^\circ$. Para obtener dichas curvas se ha medido la ganancia y la directividad en la dirección de máximo apuntamiento de la antena a distintas frecuencias. A la frecuencia de diseño y en toda la banda de trabajo se obtienen buenos niveles experimentales de ganancia.

En la frecuencia de trabajo (17 GHz) se obtienen unos valores de ganancia para ambos planos en torno a los 13.5 dB. En general para toda la banda de trabajo se han recogido unos buenos niveles experimentales de ganancia quedando demostrado en la figura 89.

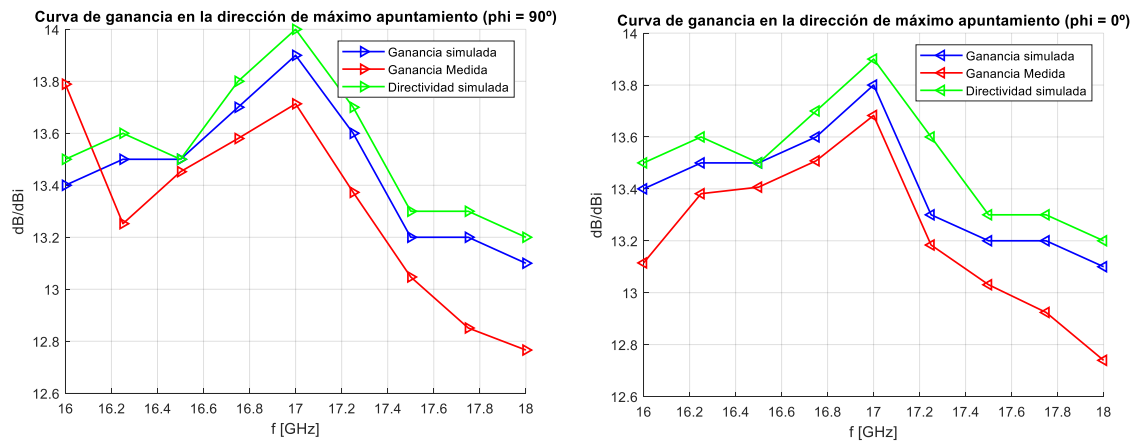


Figura 89: Ganancia (medida y simulada) y directividad en la dirección de máximo apuntamiento (planos de elevación $\varphi = 0^\circ$ y $\varphi = 90^\circ$)

5

Antena conformada con haz de elevación broadside

Se diseña un nuevo modelo de antena, pero esta vez, se ha sustituido el interior de la guía por un dieléctrico. Un dieléctrico es un material aislante, es decir, un material con una conductividad eléctrica baja. En concreto, para el caso que nos ocupa, se ha elegido ABS (*Acrilonitrilo butadieno estireno*), como dieléctrico con el cuál rellenar la estructura.

Con esta nueva modificación se pretende conseguir de nuevo una cobertura omnidireccional en el plano acimutal, pero con este nuevo diseño, la antena inclina el haz de elevación en dirección broadside. Para realizar el diseño de la estructura y el elemento radiante se han seguido las mismas directrices que en el capítulo 3. Con el fin de no repetir de nuevo todos los pasos, se resumen los detalles más significativos.

5.1 Diseño de la estructura guía de onda

Nuevamente se desea que la frecuencia central de diseño sean 17 GHz estando comprendida la banda de trabajo entre 16.5 GHz y 17.5 GHz. Para este nuevo diseño, se ha mantenido la frecuencia de corte previamente elegida, 10.59 GHz, con el fin de que al añadir el material dieléctrico el resto de parámetros queden caracterizados por este nuevo material.

Conocida la frecuencia de corte, el siguiente paso será despejar el resto de parámetros que caracterizan el prototipo. Para este diseño, la constante dieléctrica es igual a 2.5, por consiguiente, las ecuaciones que se muestran a continuación quedan caracterizadas por dicho material.

En primer lugar, el radio de la guía (a) viene determinado por la ecuación (5.1).

$$a = \frac{c * X_{mn}}{2\pi * f_{c_{TM}} * \sqrt{\epsilon_r}} \quad (5.1)$$

De la misma manera, la impedancia del modo se define según la ecuación (5.2)

$$Z_{TM} = \eta \sqrt{1 - \left(\frac{f_{c_{TM}}}{f}\right)^2} \quad (5.2)$$

Por último, la longitud de guía de la onda se describe en la ecuación (5.3).

$$\lambda_{g_{TM}} = \frac{\frac{\lambda_0}{\epsilon r}}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{c_{TM}}}{f}\right)^2}} \quad (5.3)$$

Los parámetros principales que resuelven las ecuaciones (5.1), (5.2) y (5.3) se describen en la tabla 19.

Parámetro	Descripción
$X_{m,n}$	Ceros de la función de Bessel
f_c	Frecuencia de corte del modo TM_{01}
f	Frecuencia de trabajo
λ_g	Longitud de onda de la guía
η	Impedancia característica del medio

Tabla 19: Parámetros principales de las ecuaciones 5.1, 5.2 y 5.3

Una vez calculados los parámetros que definen la guía, se procede a su diseño y simulación en CST.

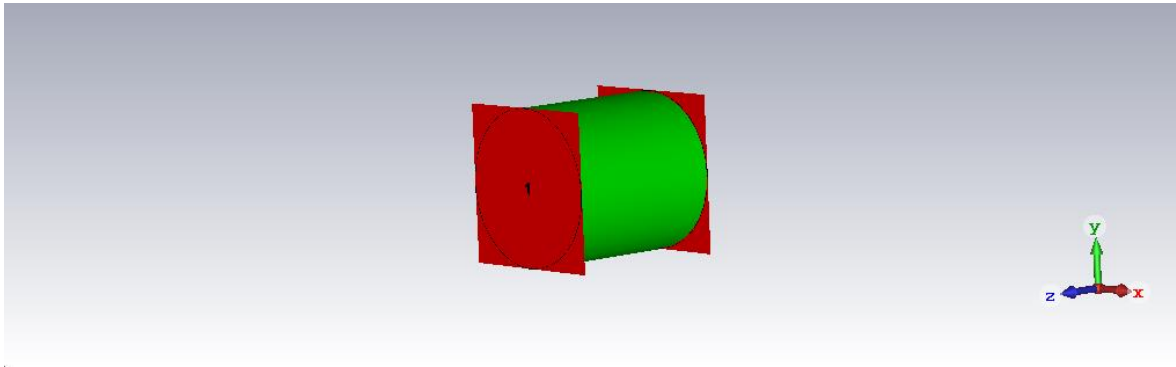


Figura 90: Diseño guía de onda circular abs con dos puertos

En la tabla 20, se demuestra como los valores obtenidos para la frecuencia de corte y la impedancia del modo tras la simulación coinciden con los resultados teóricos.

	Parámetros	TM_{01} Simulado	TM_{01} Teórico
Diseño 1	Frecuencia de corte (GHz)	10.5979	10.59
	Impedancia (Ω)	166.78	168.61

Tabla 20: Comparativa resultados teóricos con los de simulación

Por otro lado, se demuestra que el modo TM_{01} se propaga adecuadamente, figura 91, la reflexión es prácticamente nula y se encuentra por debajo de -50 dB. La transmisión del modo TM_{01} también es correcta ya que se encuentra cercana a 0 dB en toda la banda de trabajo, quedando demostrado en la figura 92. En esa misma gráfica se observa como el resto de modos también se propaga y además se encuentran dentro de la banda de trabajo fijada. De manera que, al igual que ocurría en el capítulo de diseño de la antena conformada con haz de elevación inclinado, se procede a diseñar una transición de coaxial a guía de onda circular.

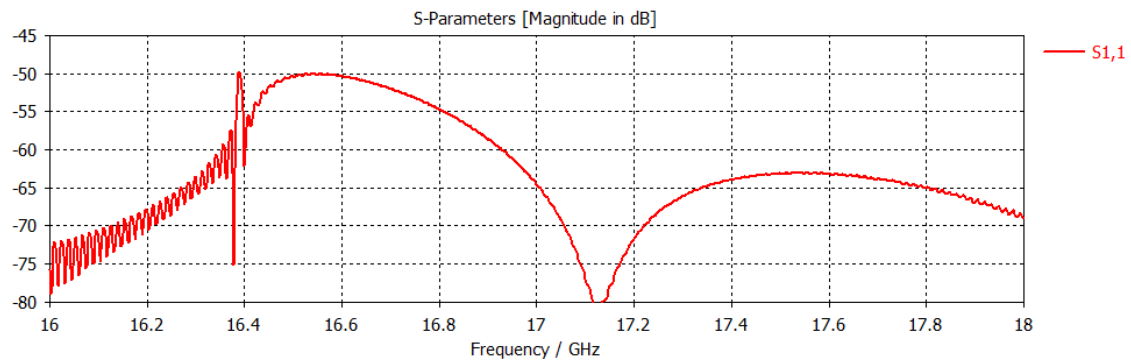


Figura 91: Parámetro S_{11} de la guía circular rellena de dieléctrico propuesta para el modo TM_{01}

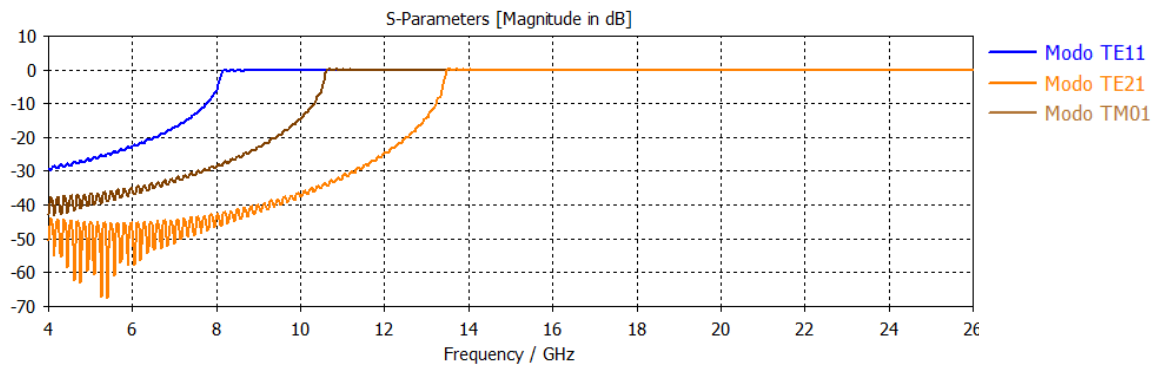


Figura 92: Parámetro S_{21} de la guía circular rellena de dieléctrico propuesta

5.1.1 Transición optimizada de coaxial a guía de onda circular

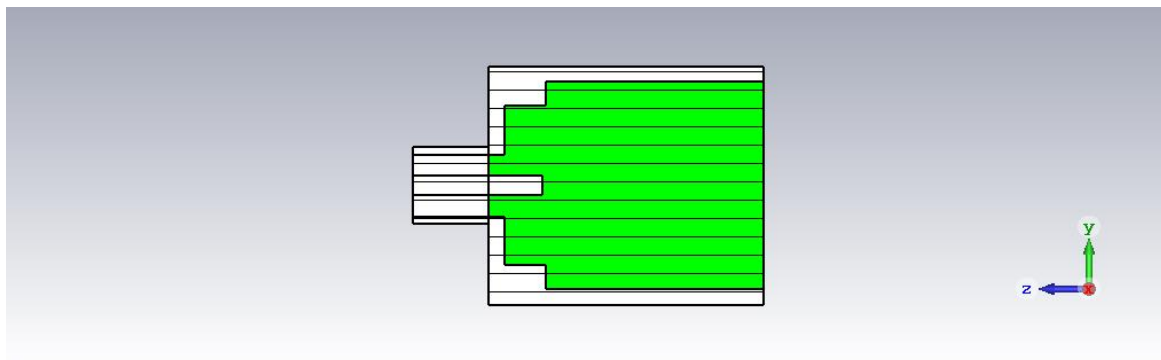


Figura 93: Diseño transición optimizada de conector coaxial a guía de onda circular rellena de dieléctrico

Para conseguir que el modo TM_{01} sea el único modo que se propague dentro de la banda de trabajo se implementa y optimiza de nuevo una transición de conector coaxial SMA con impedancia de 50Ω a guía de onda circular. Al mismo tiempo, se introduce un pequeño tramo de coaxial de diferente diámetro al del conector, con el fin de mejorar los resultados en adaptación del diseño.

Antes de presentar los resultados del presente apartado, se escriben las cotas y medidas de la estructura diseñada en la figura 94 y en la tabla 21.

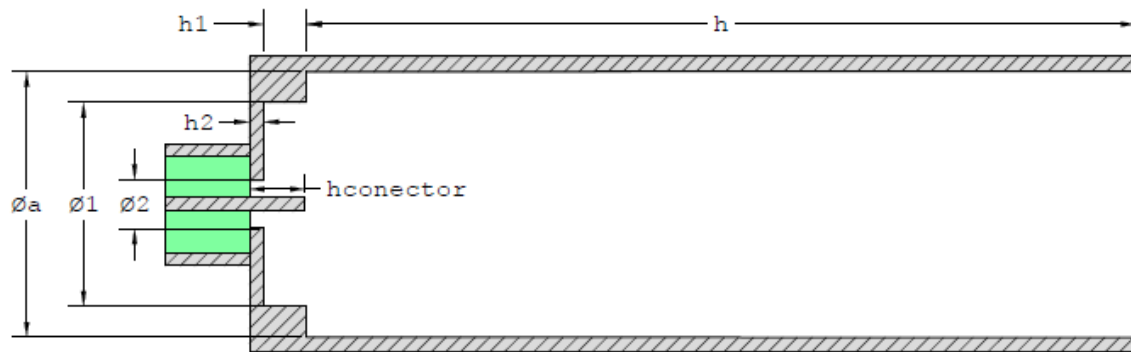


Figura 94: Cotas elementos principales de la estructura con haz de elevación broadside

Parámetro	Descripción	Valor
λ_g	-	14.28 [mm]
$\varnothing a$	Diámetro de la guía	13.7 [mm]
$\varnothing 1$	Diámetro transición	10.56 [mm]
$\varnothing 2$	Diámetro separación plano de masa	4 [mm]
h	Altura guía	$n \cdot \lambda_g$ [mm]
h1	Altura transición	2.77 [mm]
h2	Separación plano de masa	1 [mm]
hconector	Altura guía del conector	3.5 [mm]

Tabla 21: Dimensiones elementos principales de la estructura con haz de elevación broadside

Una vez presentadas las medidas del modelo de estructura diseñada, se procede a la presentación de los resultados obtenidos. En la figura 95, se demuestra el correcto diseño de la transición. Al conseguir campo magnético rotando en el mismo sentido de la guía favorece a que siga la propagación del modo TM_{01} , desfavoreciendo la del resto de modos.

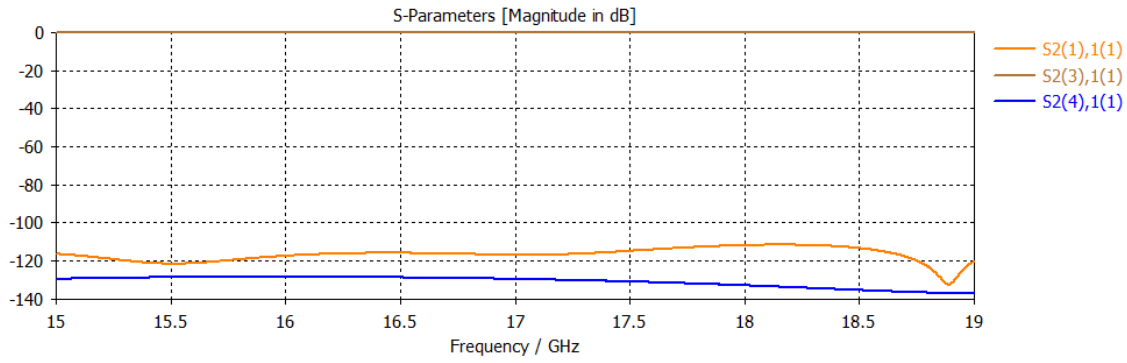


Figura 95: Parámetro S_{21} de diferentes modos propagantes para el diseño con haz de elevación broadside

Para finalizar el punto las figuras 96 y 97, demuestran como el conjunto muestra una respuesta adaptada a la frecuencia de trabajo alcanzando un ancho de banda porcentual por debajo de -20 dB de un 10.56 %.

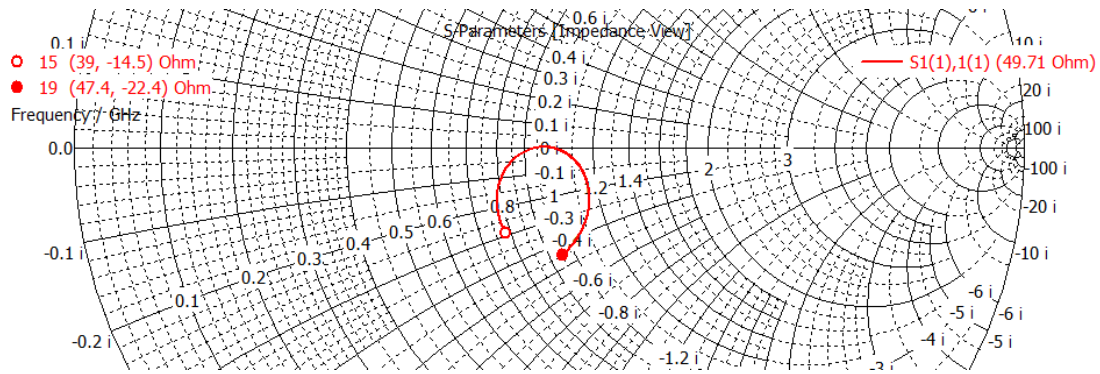


Figura 96: Parámetro de reflexión, en Carta de Smith (estructura rellena de abs)

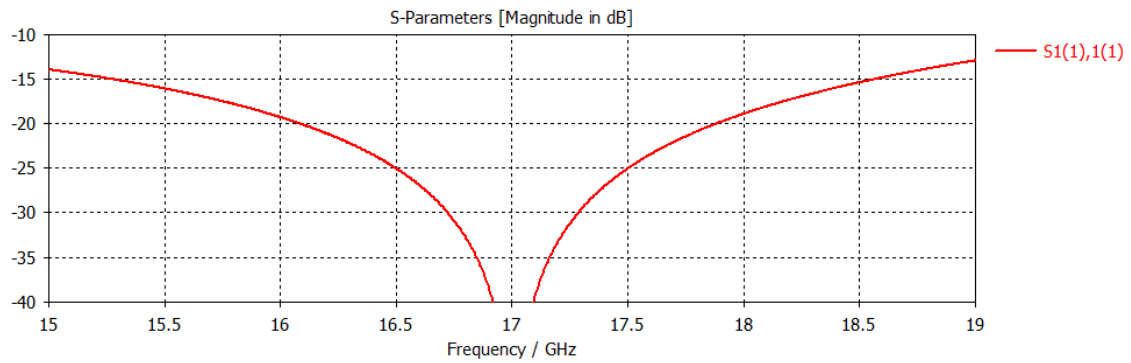


Figura 97: Parámetro de reflexión en dB (estructura rellena de abs)

5.2 Diseño del elemento radiante para la antena con haz de elevación broadside

Para esta fase de diseño del elemento radiante se ha mantenido la misma estructura que en la antena propuesta en el capítulo 3. Es decir, un diseño considerando a el elemento radiante como un anillo formado por ocho ranuras con una separación de 45 grados, con respecto al eje de rotación, entre los centros de las ranuras, figura 98.

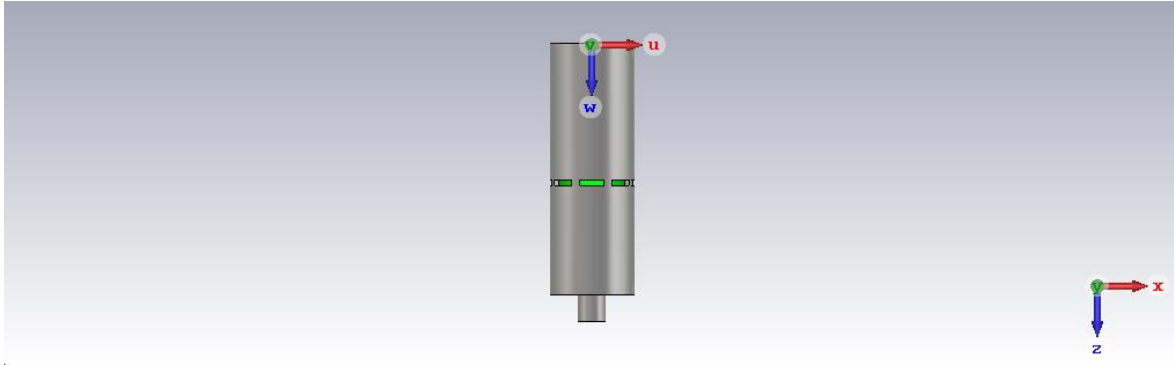


Figura 98: Diseño con agrupación de ranuras ortogonales para la antena con haz de elevación broadside

A modo de resumen se muestran las gráficas de reflexión y transmisión obtenidas, con esta estructura de ranuras ortogonales, para diferentes longitudes de ranuras. Posteriormente estas gráficas servirán para obtener los factores de acoplo.

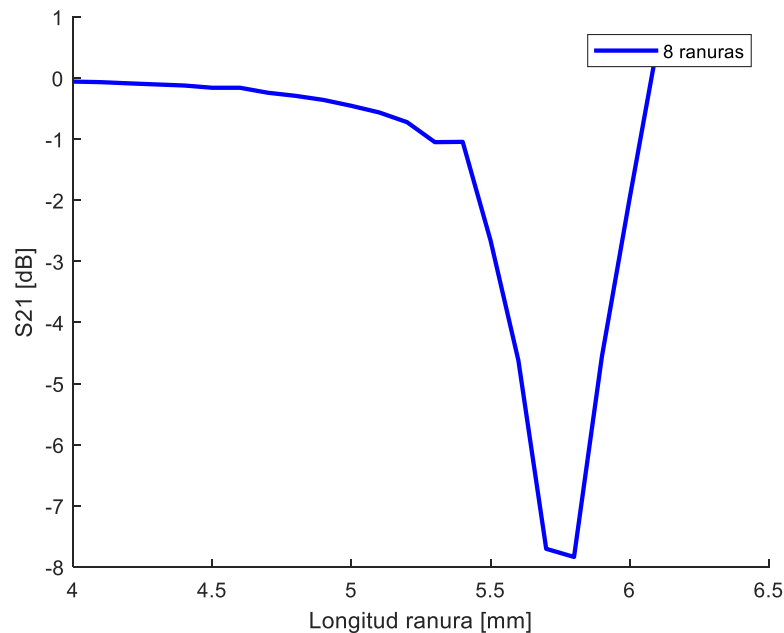


Figura 99: Resultados de transmisión en función de la longitud de la ranura para la antena con haz de elevación broadside

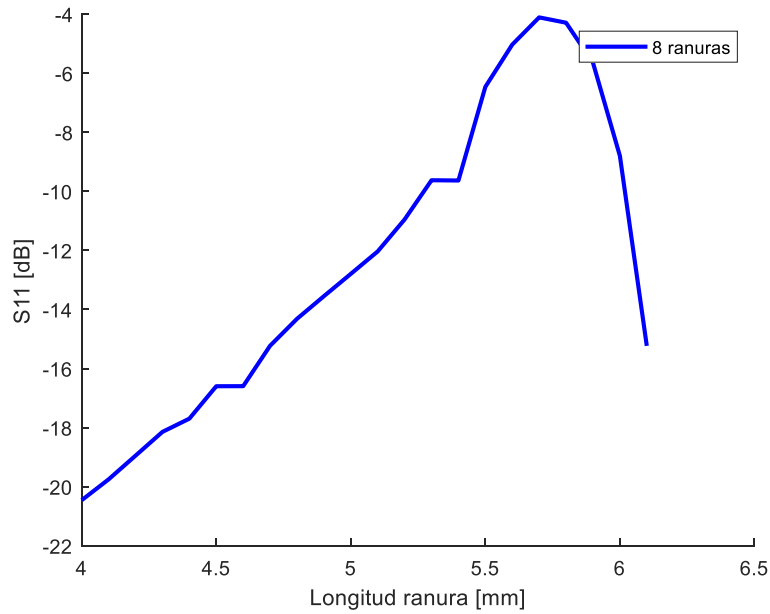


Figura 100: Resultados de reflexión en función de la longitud de la ranura para la antena con haz de elevación broadside

5.3 Diseño del array lineal para la antena con haz de elevación broadside

Para el diseño del array lineal se utiliza como ley de excitación una alimentación uniforme en fase y amplitud formada por 16 anillos de ranuras. Equiespaciadas entre si una distancia de λ_g , como queda reflejado en la 101.

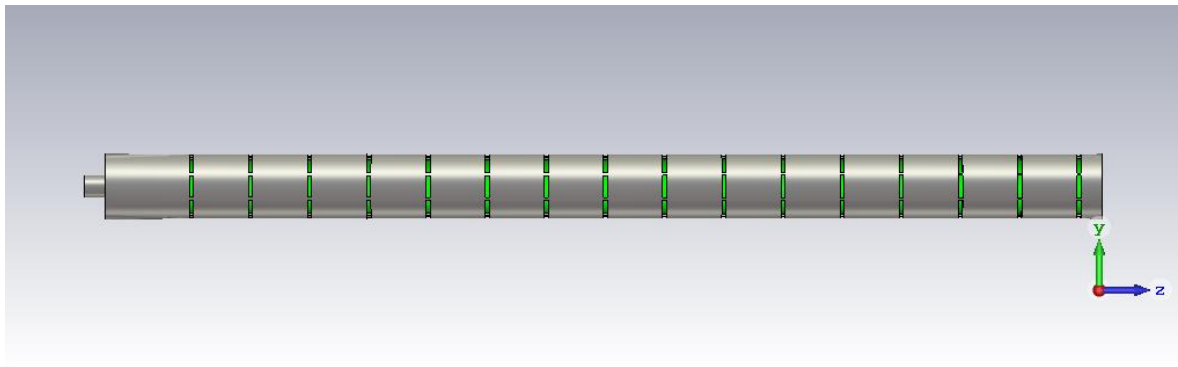


Figura 101: Diseño array de ranuras a lo largo del eje z antena con haz de elevación broadside

Con este nuevo array se pretende, además de eliminar réplicas del lóbulo principal, obtener la máxima dirección de apuntamiento en dirección broadside.

5.3.1 Aplicación práctica para el diseño con haz de elevación broadside

Esta segundo modelo está fundamentalmente pensado para resolver comunicaciones en el exterior. Siendo más exactos, un ejemplo de aplicación para el dispositivo sería un vehículo que lleva esa antena en su techo y que hace de estación base para dar cobertura a los usuarios que hay en su alrededor. La mayor parte de los vehículos (barcos, automóviles, etc.) necesitan una visión frontal hacia el usuario con el cual establecen comunicación. Fruto de esta necesidad surge la modificación expuesta en este capítulo. Además, gracias a las características del prototipo diseñado se logra obtener una visión frontal omnidireccional con diagrama broadside en elevación. A continuación, en la figura 102, se ilustra un posible emplazamiento de la segunda modificación realizada. Este tipo de comunicación es más habitual en ambientes militares, donde en realidad el vehículo es el que apoya a un batallón de soldados a los que pretende dar cobertura de comunicación. En este caso, tanto la estación base del vehículo como los usuarios (soldados) están aproximadamente a la misma altura.

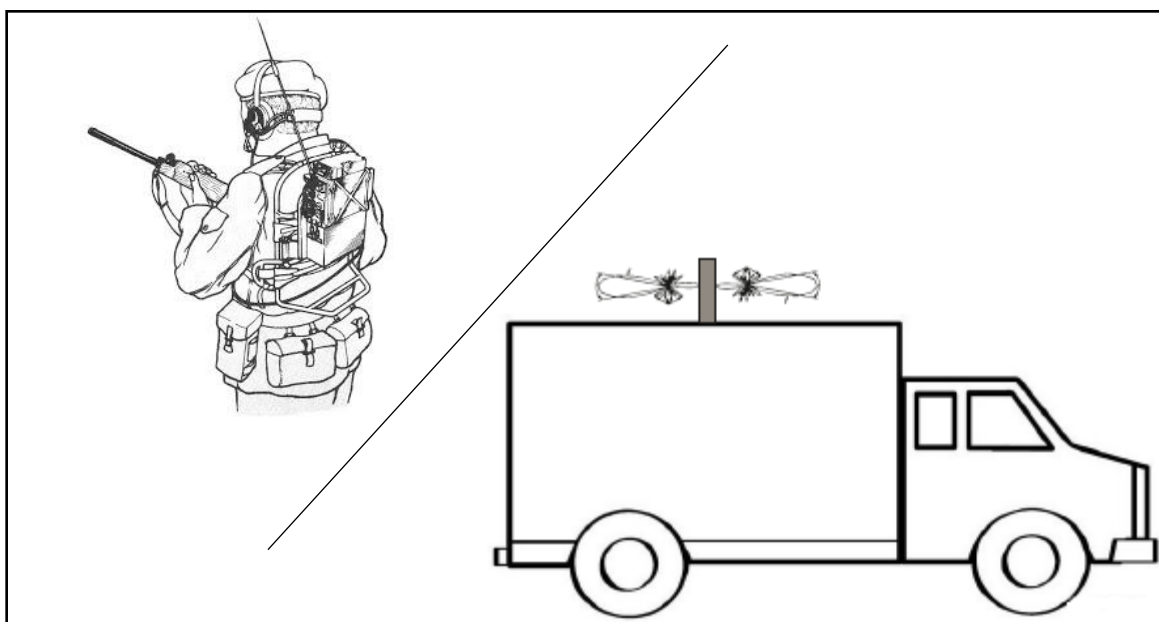


Figura 102: Aplicación real segundo prototipo

5.3.2 Obtención de los factores de acoplo

En la tabla 22 se indican los coeficientes de acoplo que requieren los elementos que conforman el array con un valor de potencia residual del 0%, para obtenerlos se ha aplicado la relación (3.13) obtenida en el capítulo 3.

Elemento	1	2	3	4	5	6	7	8
C_coup (dB)	-12.04	-11.76	-11.46	-11.13	-10.79	-10.41	-10	-9.54

Elemento	9	10	11	12	13	14	15	16
C_coup (dB)	-9.03	-8.45	-7.78	-6.99	-6.02	-4.77	-3.01	0

Tabla 22: Coeficientes de acoplo (dB) para un array lineal de 16 elementos con una distribución uniforme en amplitud y una potencia residual del 0% para el diseño con haz de elevación broadside

Por otro lado, la figura 103, asocia los coeficientes de acoplo posibles para cada longitud de las ranuras que conforman un anillo. Si se combinan ambos estudios, se obtiene el tamaño necesario para cada anillo de ranuras que conforma el array. Dichas longitudes quedan reflejadas en la tabla 23.

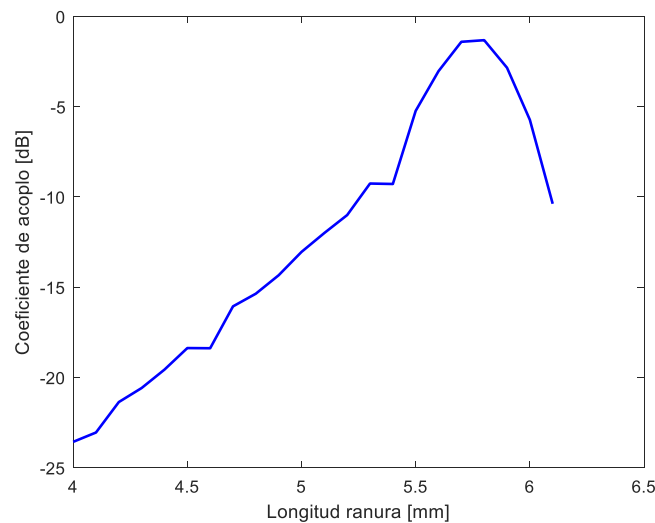


Figura 103: Relación coeficiente de acoplo con longitud de la ranura para el diseño con haz de elevación broadside

Ranura	1	2	3	4	5	6	7	8
Longitud [mm]	5.1	5.2	5.2	5.2	5.3	5.3	5.3	5.3

Elemento	9	10	11	12	13	14	15	16
Longitud [mm]	5.5	5.5	5.5	5.5	5.5	5.6	5.7	5.8

Tabla 23: Longitudes de ranuras asociadas para un array lineal de 16 elementos con una distribución uniforme en amplitud y una potencia residual del 0% para el diseño con haz de elevación broadside

5.3.3 Diseño del elemento radiante con cortocircuito para el modelo con haz de elevación broadside

El anillo de ranuras final es sustituido por un último elemento radiante con carga adaptada. Al igual que en anterior modelo, se forma por un último anillo de ranuras separado una distancia, l , de un cortocircuito. La longitud de las ranuras que conforman el anillo, así como la distancia (l), hasta el cortocircuito son optimizados con el propósito de acoplar y radiar el máximo valor de potencia que le llega a este último elemento radiante.

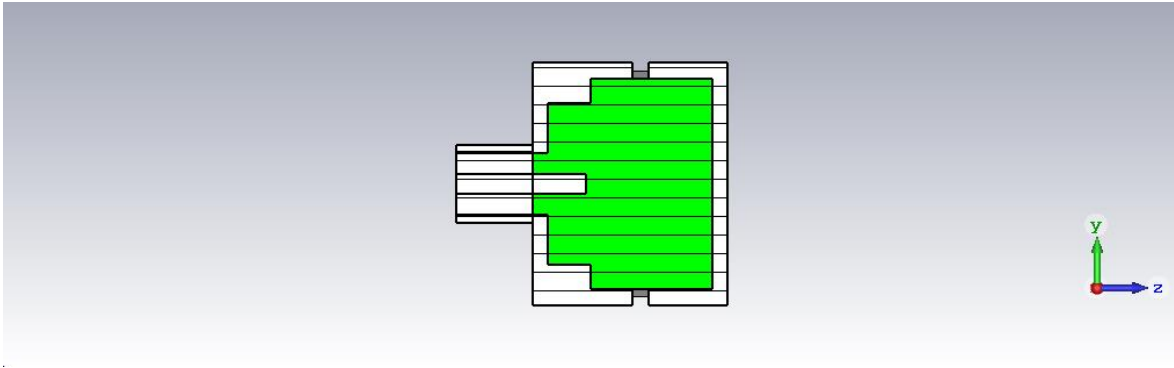


Figura 104: Diseño último elemento radiante terminado en cortocircuito para la estructura rellena de dieléctrico

Tal y como se demuestra en la figura 105, se ha conseguido que el diseño muestre una buena respuesta en reflexión para una distancia L_{corto} de 5.25 mm y una longitud de ranura de 5.59 mm.

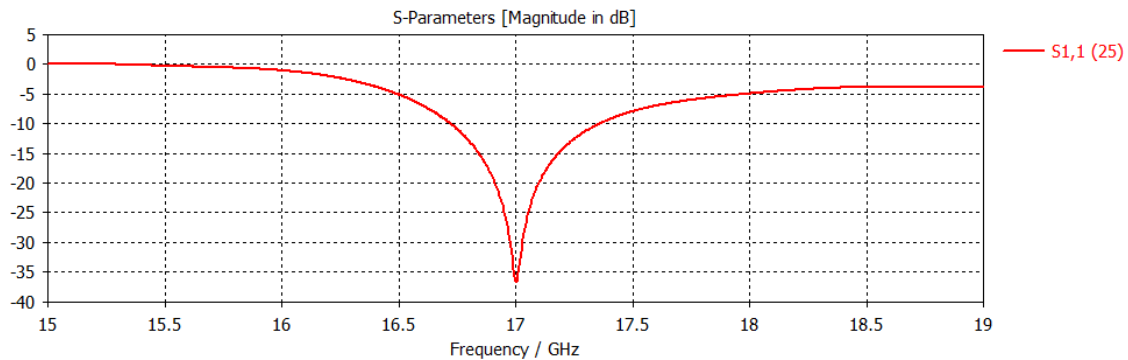


Figura 105: Coeficiente de reflexión simulado del último elemento radiante con carga adaptada para la antena con haz de elevación broadside

5.3.4 Agrupación lineal con cortocircuito

Aclarado este punto se continua con el proceso de diseño del prototipo. En esta sección se simula el array lineal previamente diseñado con terminación en cortocircuito. Realizando un análisis de los resultados obtenidos se observa como sí se consigue un diagrama de radiación con dirección de apuntamiento broadside en el plano de elevación, figura 106. Si estudiamos a fondo el diagrama de radiación obtenido, se advierte de como los niveles de ganancia se mantienen con respecto a los alcanzados en la antena diseñada en el capítulo 3, consiguiendo un máximo de 12,5 dB frente a los 13,8 dB que se obtenía en el modelo con haz de elevación inclinado.

Pero por el contrario, al rellenar la antena de dieléctrico ha penalizado seriamente los resultados de reflexión obtenidos, figura 107. En el apartado siguiente se explica la solución llevada a cabo para subsanar los malos resultados alcanzados.

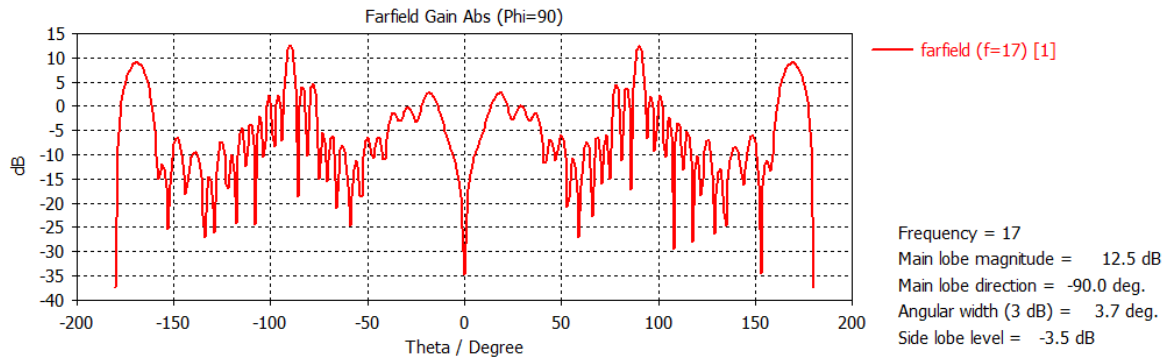


Figura 106: Diagrama de radiación en el plano de elevación ($\phi=90^\circ$) alcanzado para el array lineal terminado en cortocircuito para el modelo con haz de elevación broadside

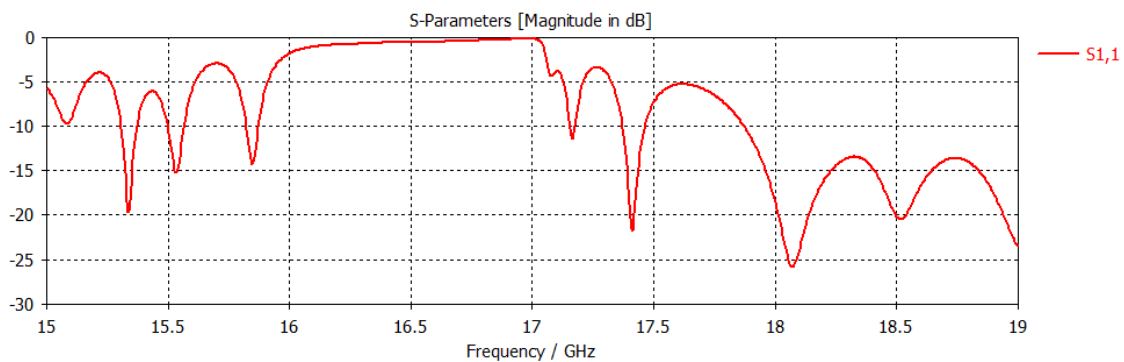


Figura 107: Resultados de reflexión para el diseño de la agrupación lineal terminada en cortocircuito para la antena con haz de elevación broadside

5.4 Estudio y diseño de un nuevo elemento radiante

Para solventar los malos resultados obtenidos en reflexión, se propone el diseño de un nuevo elemento radiante. El principal problema de formar el elemento radiante con una sola ranura, es la cantidad de potencia que se refleja dentro de la guía, para disminuir este efecto se ha realizado un profundo estudio añadiendo ranuras de cancelación a la ranura principal en diferentes emplazamientos. Finalmente, se ha llegado a la conclusión de que los mejores resultados se obtienen cuando el elemento radiante está compuesto por tres pares de ranuras paralelas. La ranura central está cerca de la resonancia, mientras que las ranuras laterales están diseñadas para minimizar los resultados de reflexión del prototipo.

En la figura 108, se muestra cómo queda finalmente el elemento radiante. Las ranuras paralelas a la ranura central tienen la misma longitud y se colocan de manera simétrica con respecto a la ranura principal.

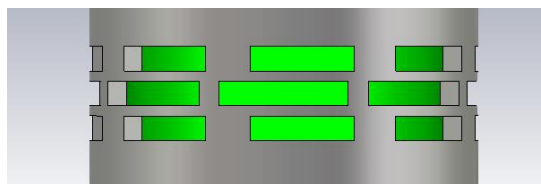


Figura 108: Esquema elemento radiante formado por tres ranuras paralelas

Para finalizar el punto se presenta una comparativa entre el diseño del elemento radiante formado por una única ranura y el diseño del elemento radiante formado por tres ranuras paralelas. Cotejando los resultados, en la figura 109 se verifica como para cada longitud de anillo de ranura se consiguen mejorar los resultados obtenidos en reflexión y además, se mantienen los resultados de transmisión, figura 110.

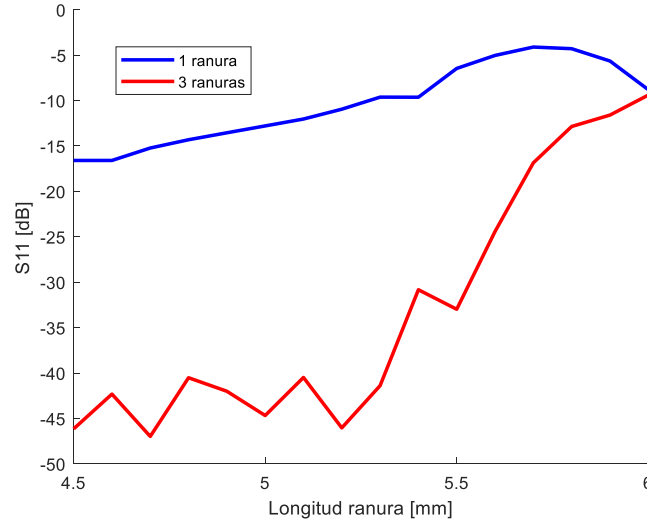


Figura 109: Comparativa parámetros de reflexión entre diferentes elementos radiantes

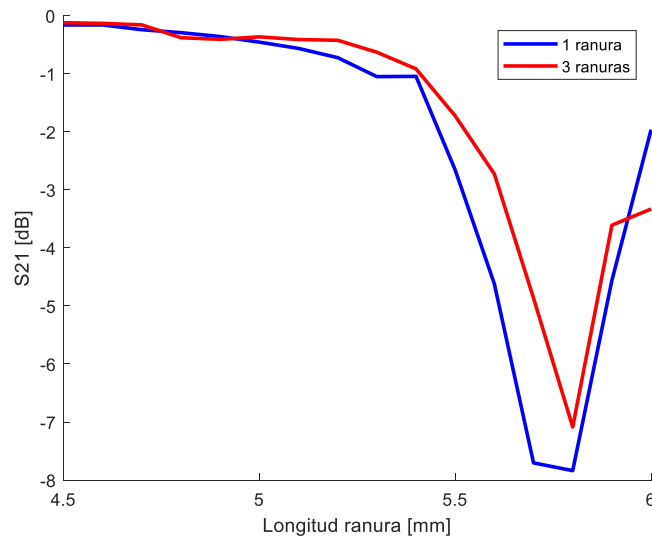


Figura 110: Comparativa parámetros de transmisión entre diferentes elementos radiantes

5.5 Estudio y diseño del array lineal para la estructura formada por tres ranuras paralelas como elemento radiante

Para completar el diseño se mantiene el número de elementos radiantes (16) y la distancia de separación entre los mismos (λ_g). Del mismo modo, se mantiene como ley de excitación una alimentación uniforme en fase y amplitud.

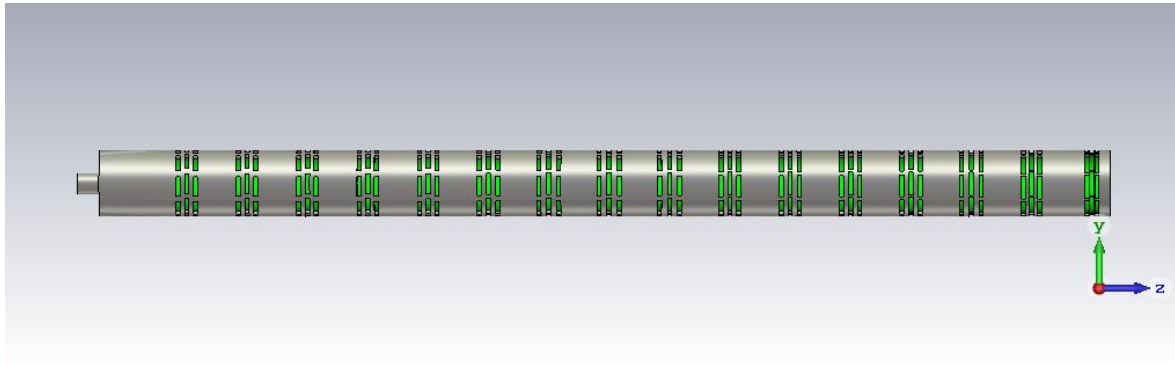


Figura 111: Diseño array de ranuras a lo largo del eje z para la estructura formada por tres ranuras paralelas como elemento radiante

La figura 112 ilustra el diagrama de radiación a alcanzar con esta nueva estructura de anillos radiantes. En dicha figura se muestra el diagrama de radiación en el plano de elevación ($\varphi = 90^\circ$) obtenido con los coeficientes teóricos en el módulo de factor de array de CST.

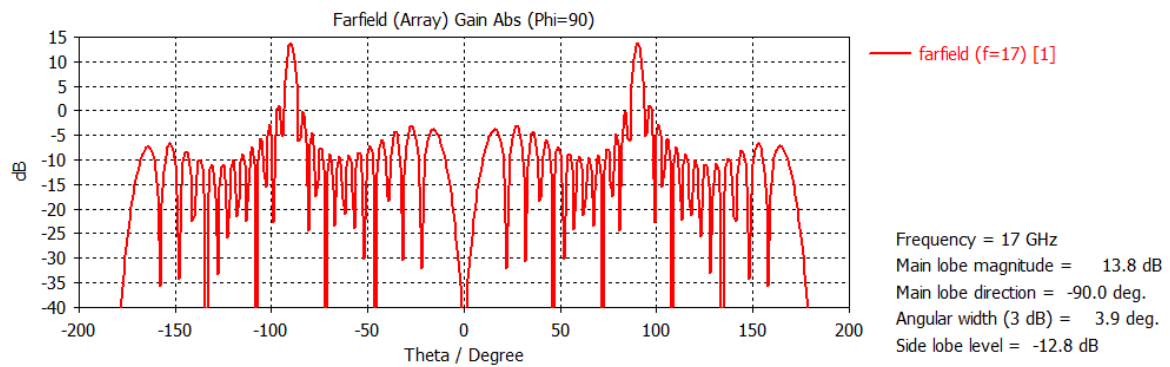


Figura 112: Diagrama de radiación teórico en el plano de elevación para el array lineal conformado por tres ranuras paralelas como estructura de elemento radiante

Tras añadir ranuras de cancelación al diseño, no sólo se sigue manteniendo la dirección de máximo apuntamiento $\theta=90^\circ$ (broadside), sino que además se incrementa la ganancia del diseño, llegando a los mismos niveles de ganancia que se obtenían en el diseño del modelo con haz de elevación inclinado (entorno a los 14 dB).

5.5.1 Obtención de los factores de acoplo para el nuevo elemento radiante

Una vez presentado el nuevo diagrama de radiación que se pretende alcanzar, el siguiente paso es obtener los niveles de acoplo de cada elemento radiante que forma el array. En la tabla 24 se indican los coeficientes de acoplo obtenidos con un valor de potencia residual del 0%.

Elemento	1	2	3	4	5	6	7	8
C_coup (dB)	-12.13	-11.85	-11.56	-11.25	-10.91	-10.54	-10.14	-9.70

Elemento	9	10	11	12	13	14	15	16
C_coup (dB)	-9.20	-8.65	-8.01	-7.26	-6.36	-5.22	-3.67	0

Tabla 24: Coeficientes de acoplo (dB) para un array lineal, conformado por tres ranuras paralelas como estructura de elemento radiante, de 16 elementos con una distribución uniforme en amplitud y una potencia residual del 0%

Por otro lado, la figura 113, asocia los coeficientes de acoplo posibles para cada tamaño de anillo de ranuras. Si se combinan ambos estudios, se obtiene el tamaño necesario para cada anillo de ranuras que conforma el array. Dichas longitudes quedan reflejadas en la tabla 25.

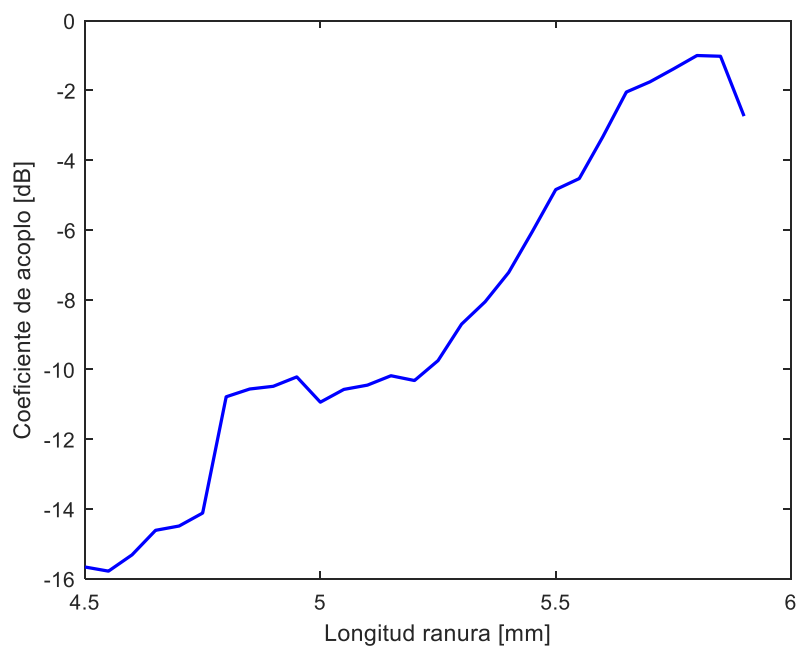


Figura 113: Relación coeficiente de acoplo con longitud de la ranura para la estructura conformado por tres ranuras paralelas como elemento radiante

Ranura	1	2	3	4	5	6	7	8
Longitud [mm]	4.8	4.8	4.8	4.8	4.8	4.9	5.25	5.25

Elemento	9	10	11	12	13	14	15	16
Longitud [mm]	5.3	5.35	5.4	5.4	5.45	5.5	5.6	5.8

Tabla 25: Longitud de ranuras asociadas para un array lineal, conformado por tres ranuras paralelas como estructura de elemento radiante, de 16 elementos con una distribución uniforme en amplitud y una potencia residual del 0%

Llegados a este punto, es importante indicar que a cada longitud de ranura tiene asociada una longitud de ranuras de cancelación determinada, con la que en conjunto satisface las necesidades del diseño. Esta asociación de ranuras de cancelación se adjunta en el Anexo E.

5.5.2 Elemento radiante formado por tres ranuras paralelas con cortocircuito

Por último se rediseña el último elemento radiante, terminado en cortocircuito que se ocupa de acoplar la totalidad de la señal. Figura 114.

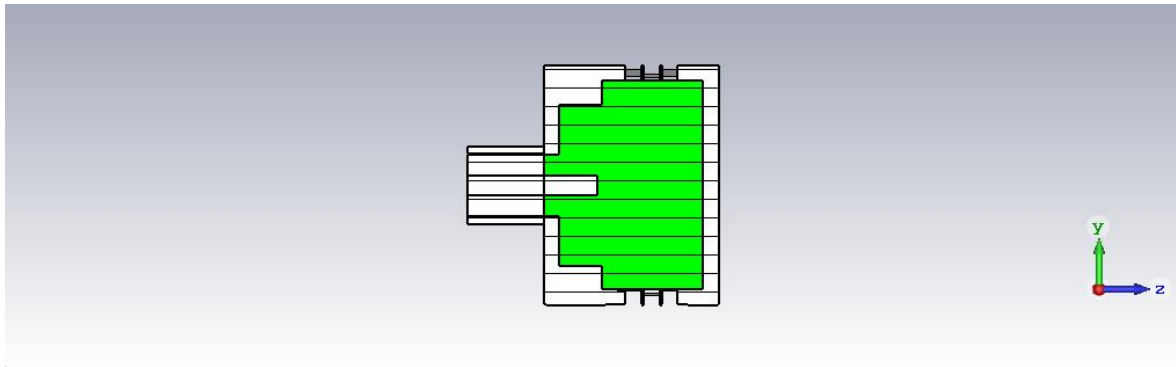


Figura 114: Diseño último elemento radiante conformado por tres ranuras paralelas terminado en cortocircuito

Tal y como se demuestra en la figura 115, se ha conseguido que el diseño muestre una buena respuesta en reflexión para una distancia L_{corto} de 2.68 mm y una longitud de ranura de 5.86 mm.

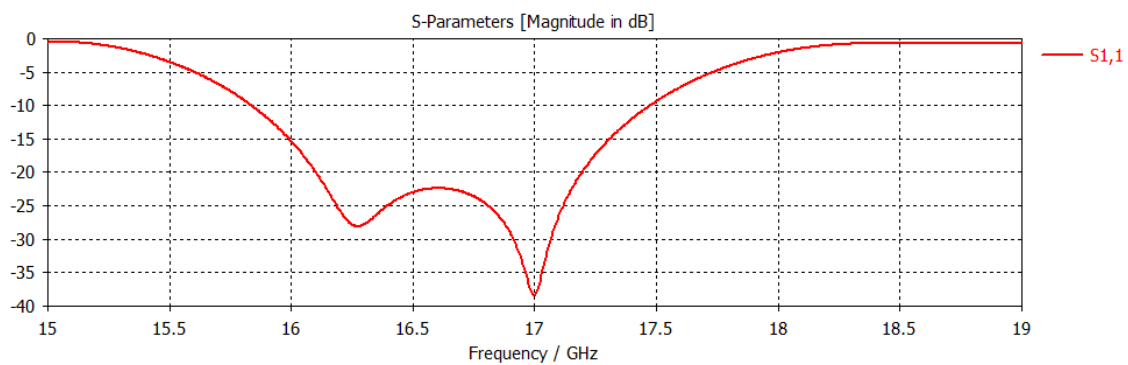


Figura 115: Coeficiente de reflexión simulado del último elemento radiante, conformado por tres ranuras paralelas, con carga adaptada

5.6 Resultados de simulación antena rellena de aire

A lo largo de esta sección se presentan los resultados obtenidos tras la simulación. En primer lugar, en la figura 116, se ilustra el coeficiente de reflexión obtenido. En la misma figura se puede apreciar cómo se mantiene por debajo de -15 dB entre las frecuencias 16.6 y 17.66 GHz. Arrojando un ancho de banda de reflexión por debajo de -15 dB de un 6.23%.

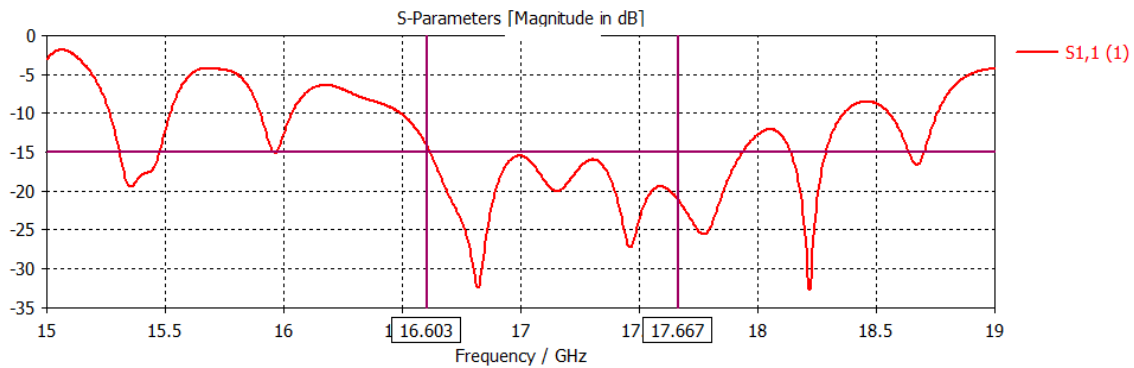


Figura 116: Simulación del coeficiente de reflexión del modelo con haz de elevación broadside

Las figuras 117 y 118 ilustran la simulación del diagrama de radiación, normalizado, al máximo obtenido para los planos de elevación ($\phi=90^\circ$) y ($\phi=0^\circ$), a la frecuencia de trabajo. La componente copolar, figura 117, muestra respuestas prácticamente idénticas para los dos planos. El nivel de SLL obtenido ha sido de -5.3 dB y el ancho de haz a -3 dB arroja un valor de 4.8° .

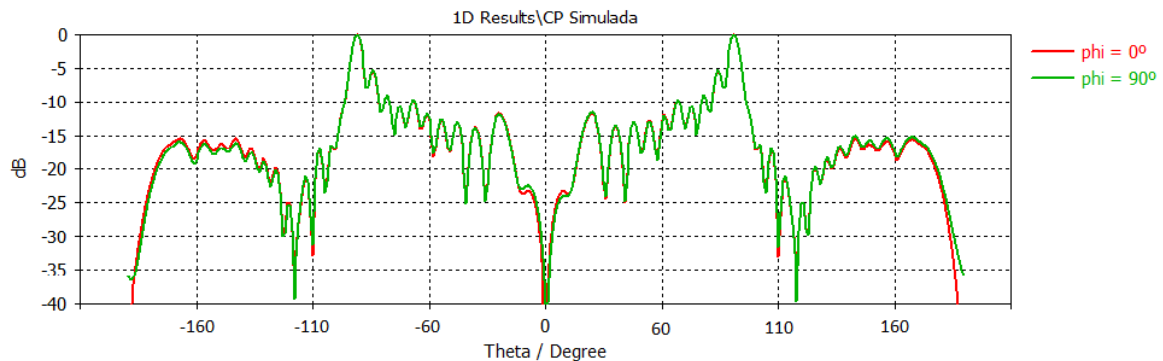


Figura 117: Simulación de la componente copolar del diagrama de radiación normalizado para el prototipo relleno de dieléctrico

Sin embargo, la respuesta obtenida para la componente contrapolar es ligeramente diferente para ambos planos, figura 118. Ambas respuestas mantienen el nivel de radiación por debajo de los -40 dB. Para el plano $\phi = 0^\circ$ se ha conseguido una relación LHCP/RHCP de -60 dB en la dirección de máximo apuntamiento, mientras que el plano $\phi = 90^\circ$ tiene una relación LHCP/RHCP de -40 dB.

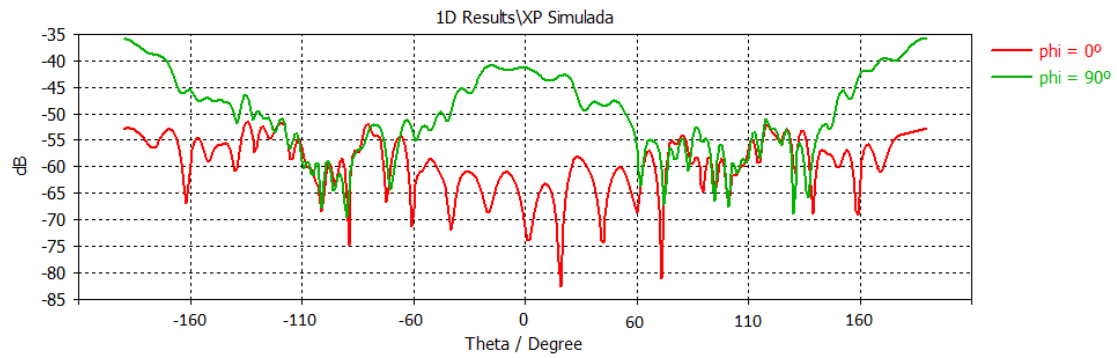


Figura 118: Simulación de la componente contrapolar del diagrama de radiación normalizado para el prototipo relleno de dieléctrico

Las figuras 119 y 120 representan la dispersión típica en frecuencia de la dirección de máximo apuntamiento en los arrays de onda progresiva. Para ambos planos el desapuntamiento máximo obtenido en los extremos de la banda de trabajo (16.5 y 17.5 GHz), ha sido de un valor total de -7.5° y 7.5° , respectivamente. Esto nos vuelve a indicar que el ancho de banda útil de la antena diseñada en realidad es algo menor que la banda de trabajo (criterio de dispersión de 2.5° en la dirección de máximo apuntamiento del haz principal).

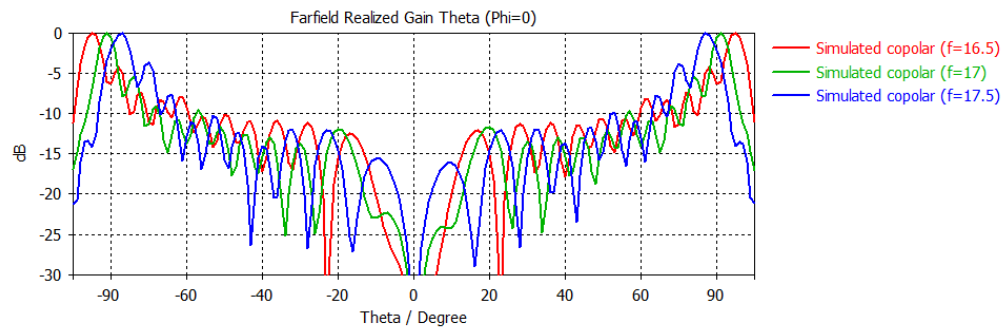


Figura 119: Simulación de la componente copolar para el plano de elevación ($\phi=0^\circ$) del diagrama de radiación normalizado. Modelo con haz de elevación broadside a la frecuencia central de diseño y en los extremos de la banda de trabajo

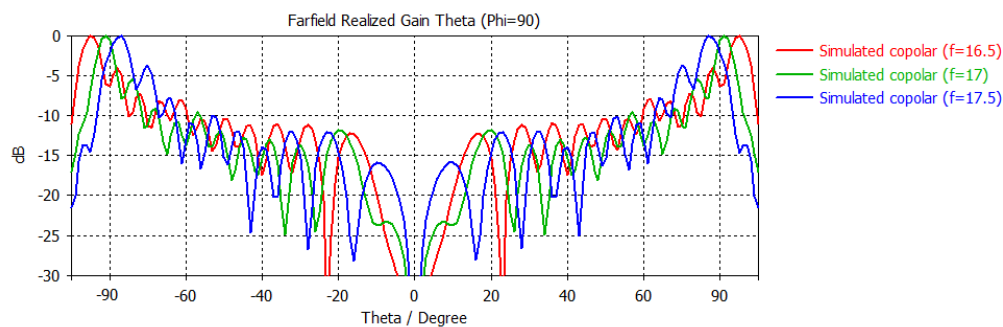


Figura 120: Simulación de la componente copolar para el plano de elevación ($\phi=90^\circ$) del diagrama de radiación normalizado. Modelo con haz de elevación broadside a la frecuencia central de diseño y en los extremos de la banda de trabajo

La última figura que se muestra en este capítulo es el rizado en el plano omnidireccional, en el ángulo de máximo apuntamiento ($\theta = 91.7^\circ$) la respuesta es francamente buena, se observa en la figura 121, como el rizado de la componente copolar es prácticamente nulo.

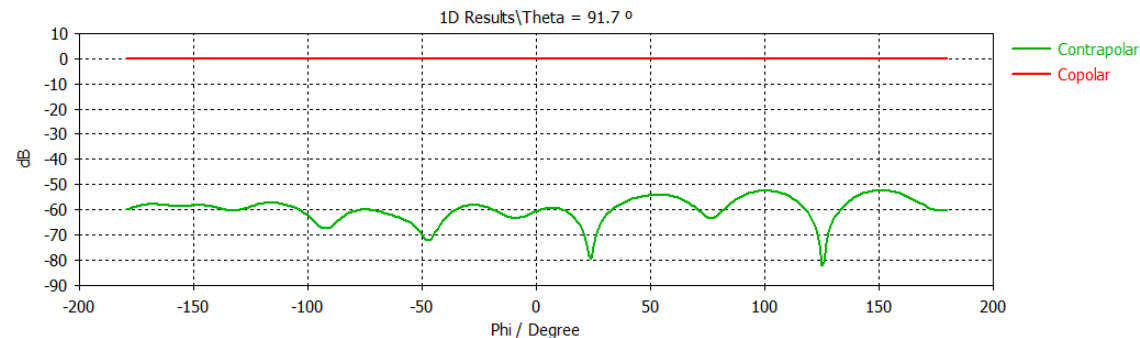


Figura 121: Simulación del diagrama de radiación, componentes copolar y contrapolar, para el plano omnidireccional $\theta=32^\circ$, para el modelo con haz de elevación broadside

Todas estas gráficas sumando a las tablas de ganancia, directividad y ángulo de apuntamiento, que se muestran a continuación, arrojan unos resultados de simulación satisfactorios y han servido para dar por concluido el diseño de la antena.

Frecuencia (GHz)	Ganancia (dB)	Directividad (dBi)	Apuntamiento ($^\circ$)
16.5	12.8	12.9	99.2
17	13.4	13.4	91.7
17.5	12.6	12.7	84.2

Tabla 26: Ganancia, directividad y apuntamiento a diferentes frecuencias (plano de elevación ($\phi=0^\circ$))

Frecuencia (GHz)	Ganancia (dB)	Directividad (dBi)	Apuntamiento ($^\circ$)
16.5	12.6	12.6	99
17	13.3	13.3	91.8
17.5	12.7	12.8	84

Tabla 27: Ganancia, directividad y apuntamiento a diferentes frecuencias (plano de elevación ($\phi=90^\circ$))

6

Conclusiones y trabajo futuro

6.1 Conclusiones

Una vez finalizado este trabajo de fin de máster, se ha logrado alcanzar una visión más completa y práctica sobre el diseño de antenas de ranuras conformadas sobre guía de onda circular. A lo largo del presente documento se han matizado las propiedades que deben satisfacer los futuros diseños de prototipos que estén orientados a aplicaciones en el futuro sistema de comunicación 5G. Aclaradas las características principales se ha presentado el modelo a diseñar. En concreto, atendiendo a las numerosas prestaciones (cobertura omnidireccional y alta ganancia) que este tipo de diseño nos ofrecen, se ha decidido utilizar ranuras como elemento radiante alimentadas mediante estructura de guía de onda circular.

Siendo conocido el tipo de antena a diseñar se ha procedido a realizar el estudio y diseño de dos modelos de antenas con principios similares, pero prestaciones ligeramente diferentes en lo referente a su cobertura en elevación.. En primer lugar, se ha desarrollado un prototipo cuyo interior estaba conformado por aire. Primeramente, se ha dimensionado el tamaño de la guía, así como la estructura encargada de atenuar los modos propagantes no necesarios. Seguidamente, se ha procedido a realizar el diseño del elemento radiante (ranuras) a la par que se ha hecho hincapié en las ventajas que este tipo de elementos radiantes nos ofrecen. Finalmente, se ha repetido el diseño conformando agrupaciones circulares de ranuras a lo largo de la guía formando un array vertical, lo que ha permitido conseguir un diagrama de radiación directivo en elevación.

Una vez terminada la fase de diseño, se ha fabricado el dispositivo relleno de aire. Se ha seguido un proceso de fabricación complejo, pero que finalmente ha arrojado muy buenos resultados. Este modelo de fabricación además de un buen rendimiento goza de un precio económico y una gran adaptación a diferentes prototipos. Por último, se han contrastado de manera exhaustiva las medidas tomadas en la cámara anecoica con las obtenidas en simulación, y junto a las comparaciones con los modelos teóricos, han servido para verificar y dar por concluido el correcto diseño de la antena realizada.

Para concluir el trabajo, se ha diseñado un nuevo modelo en el cual se ha sustituido el interior de la guía por un dieléctrico. En concreto, se ha elegido ABS como material con el cual rellenar la estructura. Gracias a este nuevo diseño se obtiene la máxima dirección de apuntamiento en el ángulo que forma 90° con respecto a la dirección de propagación. De nuevo, se han argumentado las ventajas y utilidades que presenta este nuevo diseño.

Como contrapartida se penalizan los resultados obtenidos en reflexión, de manera que, para mejorar dichos resultados se ha procedido a realizar el diseño de una nueva estructura de elemento radiante, añadiendo ranuras de cancelación a la ranura central, lo que nos permite mejorar los resultados obtenidos sin necesidad de modificar la dirección de apuntamiento..

6.2 Trabajo futuro

Siguiendo con las líneas de investigación que han motivado la elaboración de este trabajo y se han madurado en el mismo, surgen posibles pautas de trabajo continuistas, las cuales se introducen a continuación.

- Por un lado, proceder a la fabricación y posterior toma de medidas del modelo relleno de dieléctrico presentado en el documento. Una vez verificado el correcto funcionamiento del primer prototipo se propone extender ese modelo de fabricación, nuevo en el laboratorio hasta la fecha, a otros prototipos, ya sea el que se ha desarrollado en el presente documento como otros prototipos que tenga pendiente fabricar el grupo.
- Por otro lado, otro de los estudios que se propone realizar con el fin de profundizar en la investigación de antenas conformadas por ranuras alimentadas mediante guía de onda circular, es la realización de diseños de arrays con diferentes funciones de excitación, como puede ser la ley de excitación tipo *taper*.
- Por último, implementar este tipo de antenas diseñadas en las bandas de frecuencias en las que parece que finalmente funcionará 5GHz. Para ello, se propone repetir el proceso de diseño en el rango de frecuencias [28 GHz – 40GHz], siguiendo cómo método de fabricación el propuesto en el presente trabajo para así poder comprobar sus límites.

Bibliografía

- [1] La antena satelital Kymeta ya es una realidad que revoluciona las Comunicaciones. Barcelona, España.: Mar Abierto: La revista de los navegantes. Recuperado de <http://marabierto.eu/electronica/novedades/antena-satelital-kymeta-ya-es-una-realidad-que-revoluciona-comunicaciones>. (Octubre de 2017).
- [2] Una antena de la ESA consigue contactar con la misión rusa a Marte. Madrid, España.: ESA: European Space Agency. Recuperado de http://www.esa.int/esl/ESA_in_your_country/Spain/Una_antena_de_la_ESA_consigue_contactar_con_la_mision_rusa_a_Marte. (Octubre de 2017).
- [3] Trabajo Fin de Máster: “Desarrollo de arrays planos de alta ganancia sobre tecnología de guía impresa”. Autor: Pablo Sánchez Olivares. Junio 2013.
- [4] Pablo Padilla, Alfonso Muñoz-Acevedo, “Electronically Reconfigurable Transmitarray at Ku Band for Microwave Applications”, IEEE Trans. Antennas Propag, vol 58, pp 2571-2579, 2010.
- [5] Trabajo Fin de Máster: “Diseño de array de ranuras modificadas y doble polarización lineal alimentado por guía de onda en tecnología multicapa de láminas de sustrato”. Autor: Diego Barrio Tejedor. Junio 2016.
- [6] Antena AH-521. Zaragoza, España.: Inac: Electrónica para radioaficionados. Recuperado de <https://www.inac-radio.com/index.php?route=common/home>. (Noviembre de 2018).
- [7] Trabajo Fin de Grado: “Diseño y caracterización de un array de antenas en tecnología plana en la banda de 8GHz con polarización circular”. Autor: Alejandro Orbaiceta Fernández. Junio 2017.
- [8] Antena de radio de bocina reforzada. Directy Industry: El salón online de la industria. Recuperado de <http://www.directindustry.es/prod/ah-systems/product-35071-1843172.html>. (Noviembre de 2018).
- [9] Parabolic satellite antenna dish space technology receivers. Hyspavista. Recuperado de <https://www.galeon.com>. (Noviembre de 2018).
- [10] José Luis Masa Campos. “II.2.2 Diagrama de radiación” Antenas y compatibilidad electromagnética. 2016-17.
- [11] Trabajo Fin de Máster: “Diseño de array de parches 2D alimentado por red corporativa en tecnología mixta de líneas microstrip y SIW”. Autor: Eduardo García Marín. Febrero 2016.

- [12] José Luis Masa Campos. "IV.2. Principio de multiplicación de diagramas en arrays" Antenas y compatibilidad electromagnética. Pags17-22. 2016-17
- [13] Jorge A. Ruiz Cruz. "III Líneas de transmisión desde el punto de vista electromagnético. Ondas TEM, TE y TM guiadas por un medio de transmisión." Medios de Transmisión (MTX). 2015-16.
- [14] Jorge A. Ruiz Cruz," III.2. Derivación de los modos de propagación de tipo TEM, TE y TM". Medios de Transmisión (MTX). 2015-16.
- [15] Jorge A. Ruiz Cruz," IV.2. Guía de onda circular". Medios de Transmisión (MTX). 2015-16.
- [16] Jorge A. Ruiz Cruz," III.3. Concepto de frecuencia de corte, modo fundamental, modo superior, ancho de banda monomodo". Medios de Transmisión (MTX). 2015-16.
- [17] K. Tateishi et al., "Indoor experiment on 5G radio access using beam tracking at 15 GHz band," 2016 IEEE 27th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC), Valencia, 2016, pp. 1-6.
- [18] Ericsson. (2016, Oct 13). "Telia and Ericsson demonstrate recordbreaking speed and latency in live 5G field trial" [News release]. Available (as of March 2017): https://www.ericsson.com/news/161013-telia-and-ericsson-demonstrate-record-breaking-speed-and-latency-inlive-5g-field-trial_244039853_c
- [19] Qualcomm. (2016, Oct 18). "Qualcomm Showcases 5G Leadership by Announcing its First 5G Modem Solution" [News release]. Available (as of March 2018): <https://www.qualcomm.com/news/releases/2016/10/17/qualcommshowcases-5g-leadership-announcing-its-first-5g-modem-solution>
- [20] Bin Zhou, Jumping Geng. "An Omnidirectional Circularly Polarized Slot Array Antenna With High Gain in a Wide Bandwidth", Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 14, no. 5, pp. 666-669, Mar., 2015.
- [21] Masa-Campos, J. L., J. M. Fernández, and M. Sierra-Pérez, "Omnidirectional circularly polarized slot antenna fed by a cylindrical waveguide in millimeter band", Microwave and Optical Technology Letters, vol. 49, no. 3, pp. 638-642, Mar., 2007.
- [22] Sanchez-Olivares, P., R. V. Haro-Baez, P. P. Sanchez-Dancausa, J. L. Masa-Campos, and J. A. Ruiz Cruz, "Compact Omnidirectional Conformal Array Antenna in Waveguide Technology", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 16, pp. 1102-1105, 2017.



Glosario de acrónimos

- **RFCAS:** Grupo RFCAS (Radio-Frecuencia: Circuitos, Antenas y Sistemas)
- **TFM:** Trabajo Fin de Máster
- **UAM:** Universidad Autónoma de Madrid
- **EPS:** Escuela Politécnica Superior
- **5G:** Quinta Generación
- **CST:** Computer Simulation Technology
- **ABS:** Acrilonitrilo Butadieno Estireno
- **ITU:** Unión Internacional de Telecomunicaciones
- **Ku:** Kurz-Untend
- **GHz:** Gigahercio
- **2D:** Dos Dimensiones
- **3D:** Tres Dimensiones
- **dB:** Decibelio
- **AR:** Relación Axial
- **P_{in} :** Potencia de Entrada
- **P_{rad} :** Potencia radiada
- **A_n :** Coeficiente de Alimentación
- **TE:** Modo Transversal Eléctrico
- **TM:** Modo Transversal Magnético
- **TEM:** Modo Transversal Electromagnético
- **BOE:** Boletín Oficial del Estado
- **Gbps:** Gigabit por segundo
- **DMLS** Sinterizado Directo de Metal por Láser

Anexo A: Presupuestos para los modelos de fabricación



Presupuesto 1:

Fabricación de dos piezas mediante la técnica de mecanizado en aluminio.

Producto	Nombre Tamaño	Tecnología Material Acabado	Precio por parte	Cantidad	Total
85928101-01	antena_guia_circular_aire_2piezas_parte_guia_faces X:27.76 Y:27.76 Z:317.14 mm; Vol.22.357 cm ³				
		High Speed Machining (HSM) Al 6061 Technical	€ 2 940.00	1	€ 2 940.00
85928101-02	antena_guia_circular_aire_2piezas_parte_tapainferior_faces X:27.76 Y:27.76 Z:14.86 mm; Vol.5.164 cm ³				
		High Speed Machining (HSM) Al 6061 Technical	€ 115.00	1	€ 115.00
TOTAL					€ 3 055.00

Presupuesto 2:

Fabricación de dos piezas mediante la técnica de mecanizado en aluminio.

Producto	Nombre Tamaño	Tecnología Material Acabado	Precio por parte	Cantidad	Total
87057801-01	Base_slotted_waveguide_faces X:27.76 Y:27.76 Z:14.86 mm; Vol.4.981 cm ³				
		High Speed Machining (HSM) Parte Al 6061 Technical	€ 209.00	1	€ 209.00
87057801-02	Tapadera_slotted_waveguide_faces X:23.76 Y:23.74 Z:10.00 mm; Vol.3.681 cm ³				
		High Speed Machining (HSM) Parte Al 6061 Technical	€ 171.00	1	€ 171.00
Coste de transporte		UPS			€ 25.00
TOTAL					€ 405.00

Fabricación de una pieza mediante la técnica de impresión plástica estereolitografía.

Descripción	Cantidad	Tarifa	Total
Construcción 1: Construcción de estereolitografía de resolución normal Accura Xtreme en capas de 0,1 mm			
Nombre de la pieza	Acabado	Copias	164,00 €
slotted_waveguide_v2.stl	Personalizado	1	8,00 €
			73,00 €
Envío estandar (gastos incluidos)			

Subtotal	245,00 €
IVA	**
Total	245,00 €

** Sujeto a Términos y Condiciones

*La metalización de la pieza “slotted_waveguide” se realizó de manera gratuita ya que era la primera vez que el grupo trabajaba con esta empresa.

Comparativa:

Nº Presupuesto	Mecanizado en Alumino	Impresión Plástica	Metalización	Total
1	3055€	-	-	3055€
2	405€	245€	-	650

Tabla 28: Comparativa presupuestos para los dos modelos de fabricación descritos en el capítulo de fabricación

Anexo B: Planos piezas fabricadas

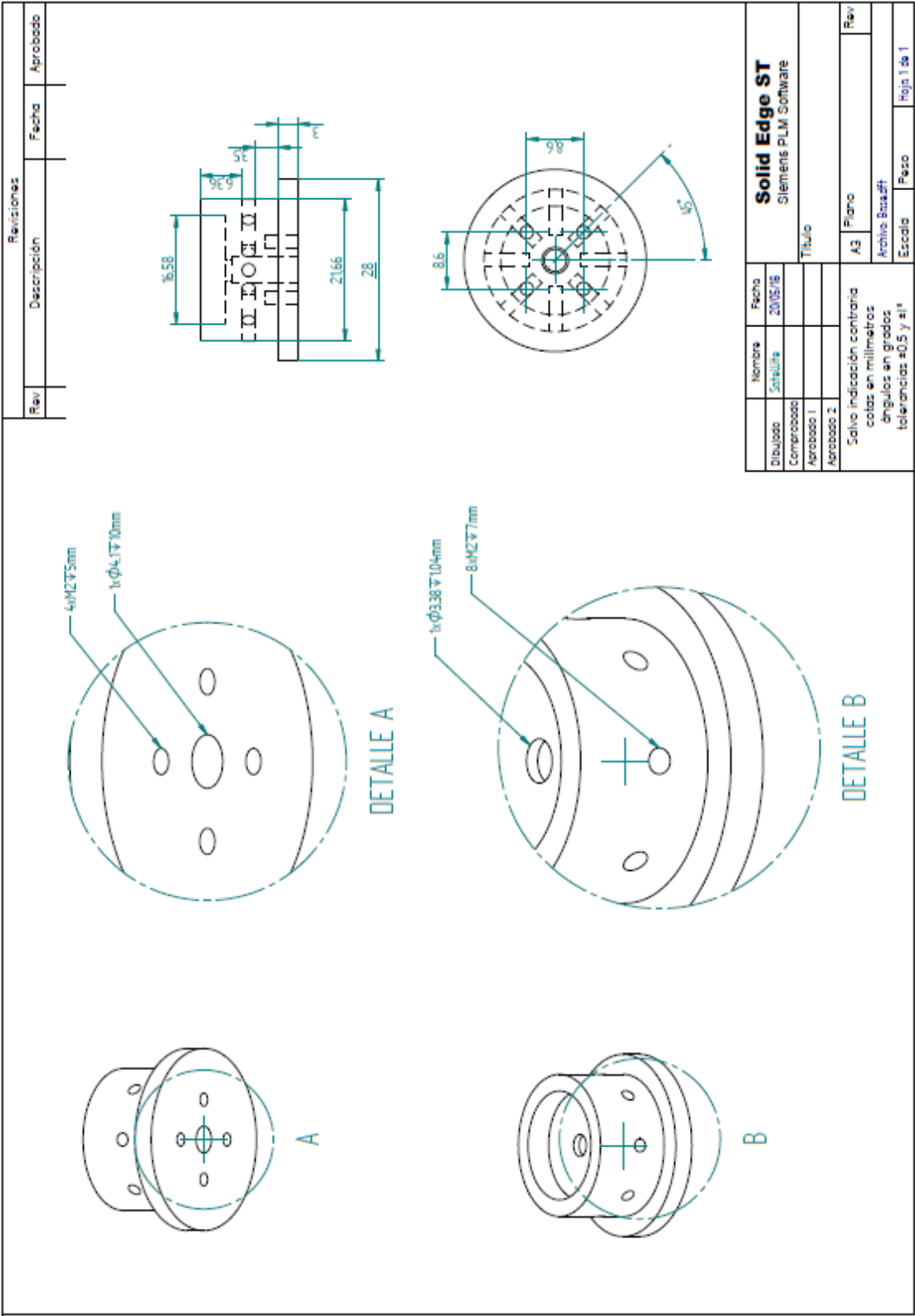


Figura 122: Plano pieza “base”

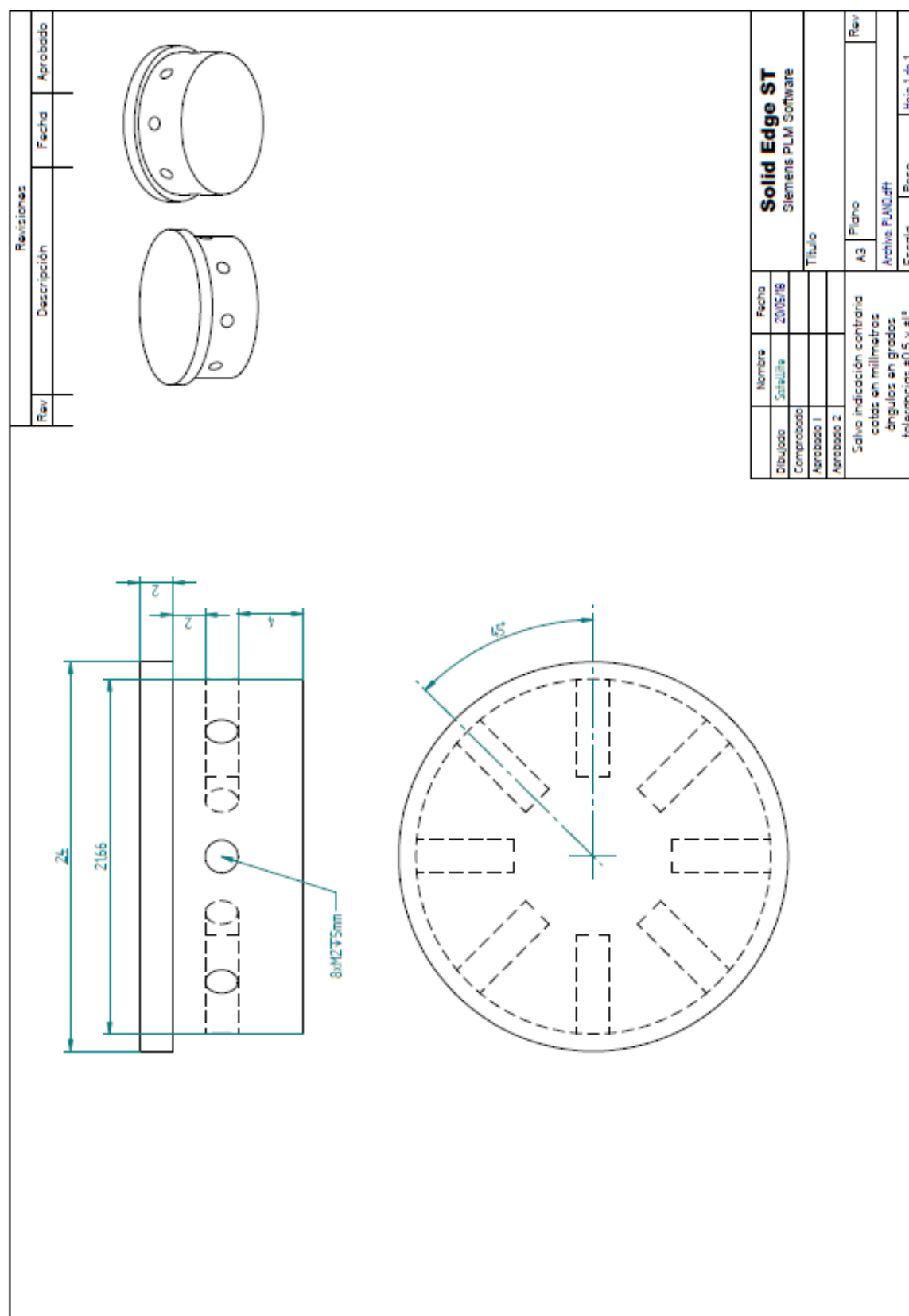


Figura 123: Plano pieza “tapadera”

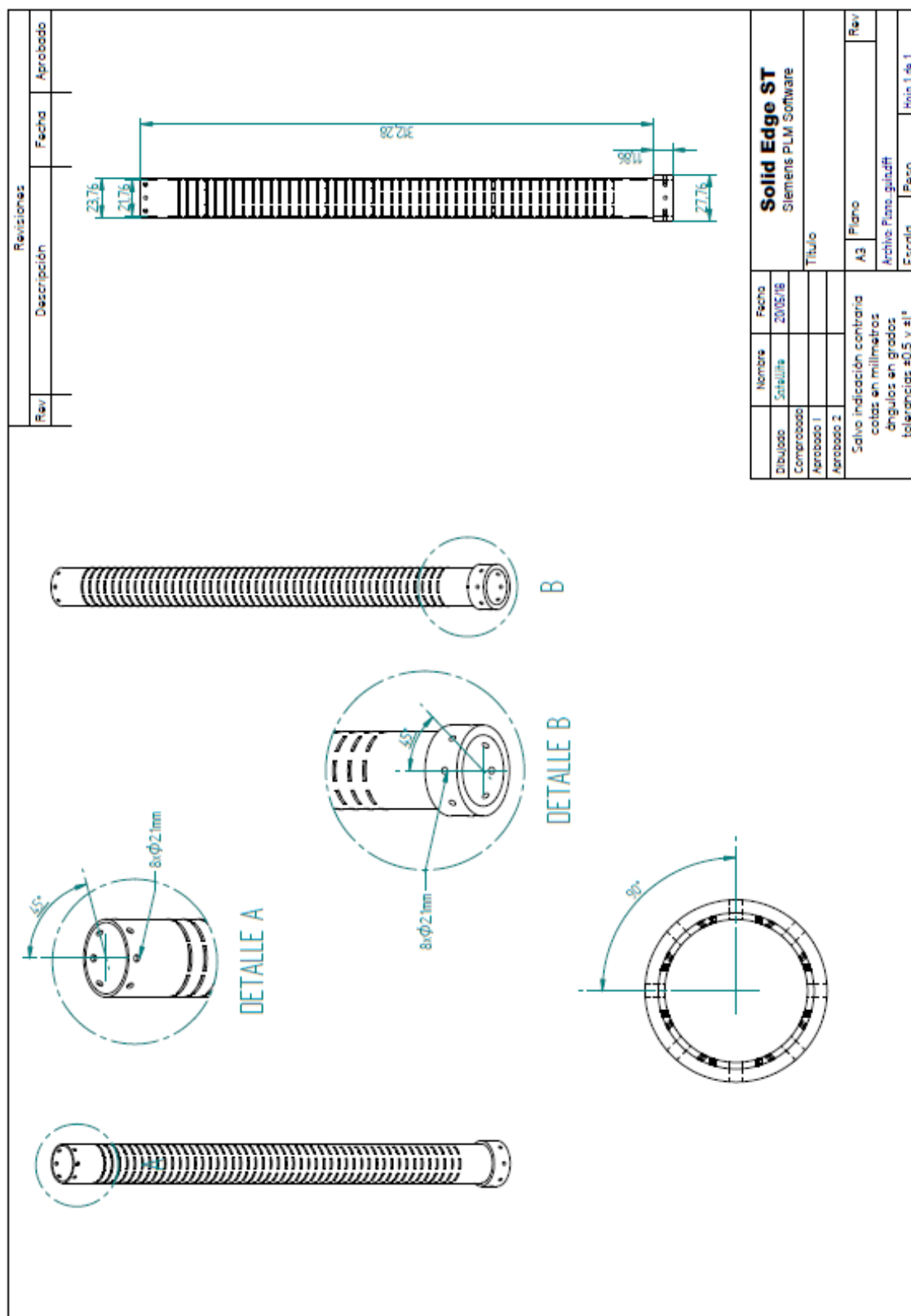


Figura 124: Plano pieza “guía ranurada”

Anexo C: Diagrama de radiación normalizado en el plano de elevación, en las frecuencias extremo de la banda de trabajo

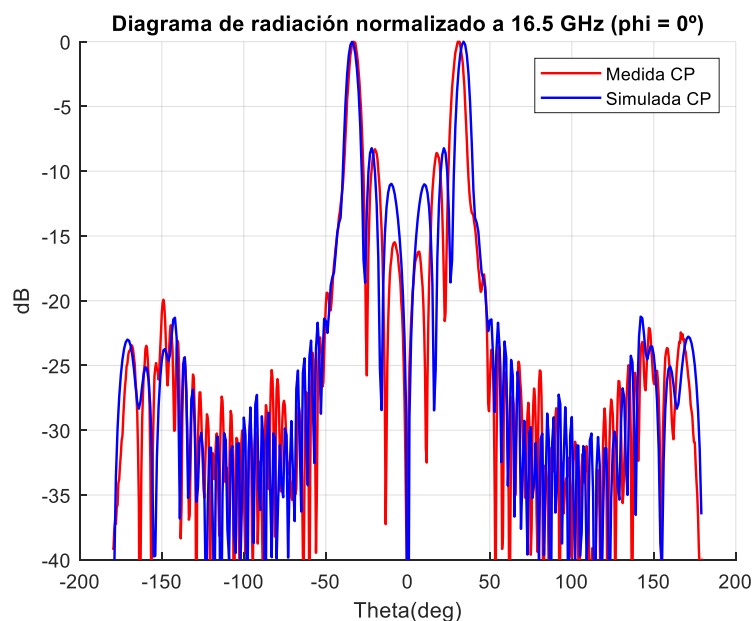


Figura 125: Diagrama de radiación a 16.5GHz normalizado, componente copolar, en el plano de elevación ($\phi=0^\circ$)

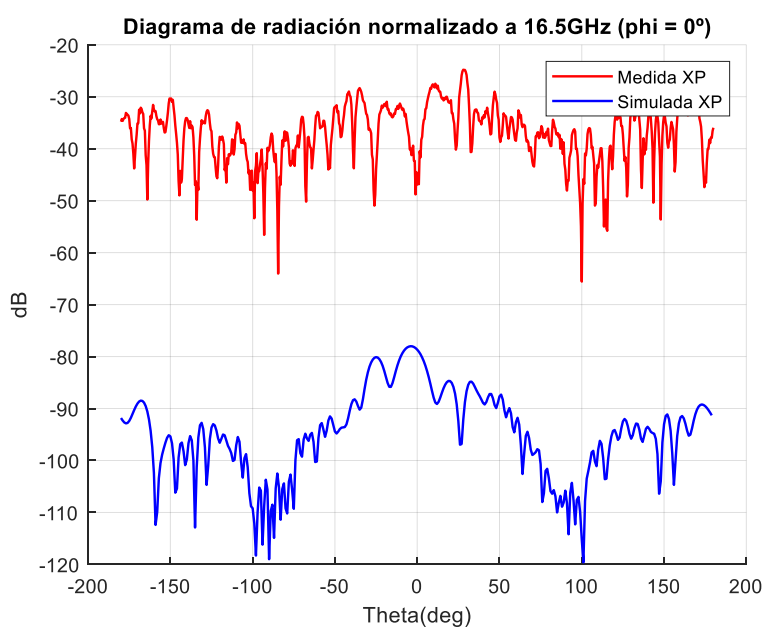


Figura 126: Diagrama de radiación a 16.5 GHz normalizado, componente contrapolar, en el plano de elevación ($\phi=0^\circ$)

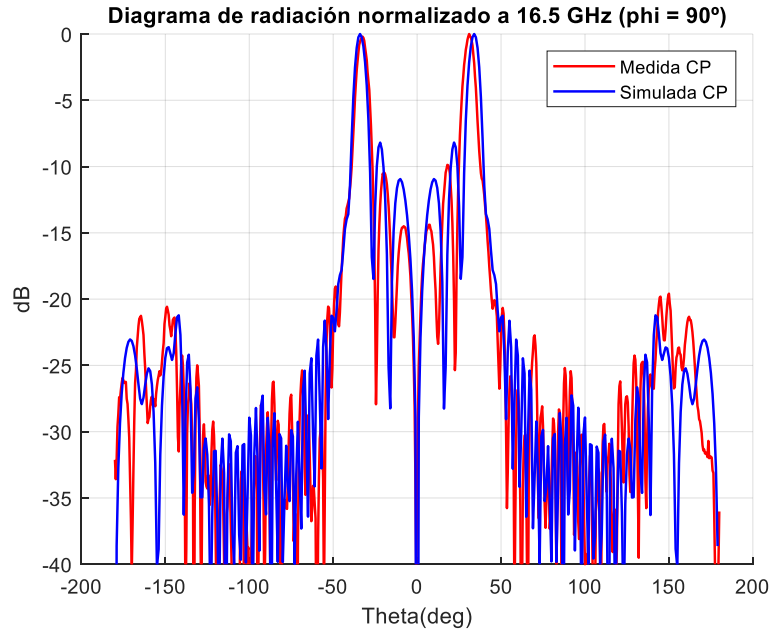


Figura 127: Diagrama de radiación a 16.5GHz normalizado, componente copolar, en el plano de elevación ($\varphi=90^\circ$)

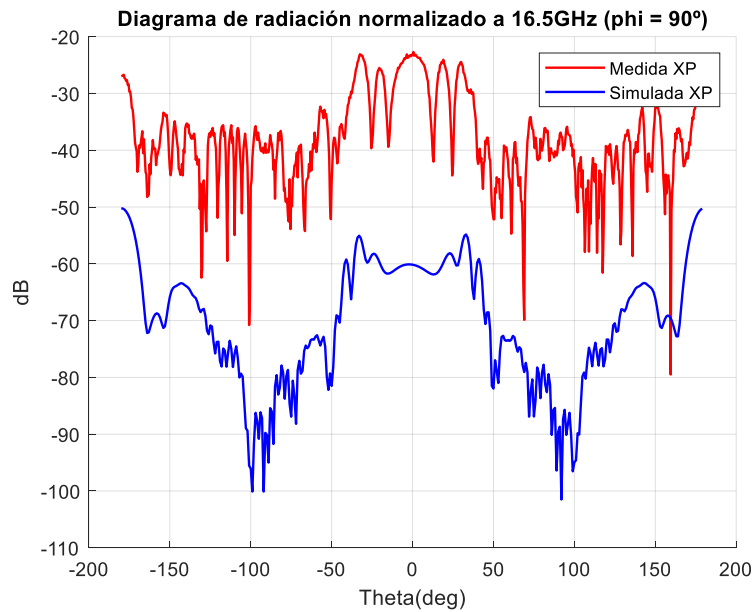


Figura 128: Diagrama de radiación a 16.5 GHz normalizado, componente contrapolar, en el plano de elevación ($\varphi=90^\circ$)

Frecuencia 16.5 GHz	$\varphi=0^\circ$	$\varphi=90^\circ$
Ancho de haz a -3dB	-6.54 dB	-6.78 dB
Nivel de SLL	-8.78 dB	-9.88 dB
Relación copolar/contrapolar	-31 dB	-26.54 dB

Tabla 29: Valores medidos a la frecuencia 16.5 GHz

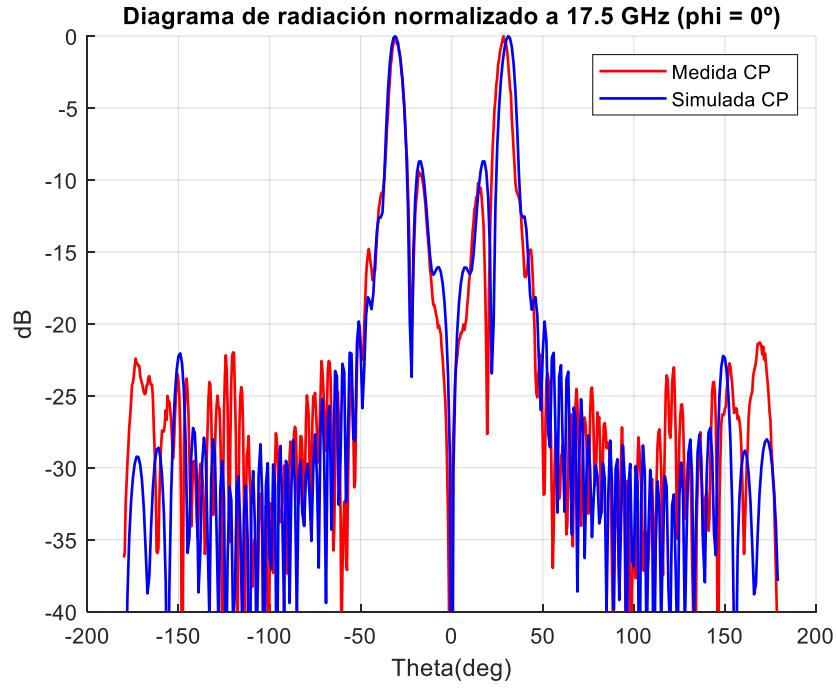


Figura 129: Diagrama de radiación a 17.5GHz normalizado, componente copolar, en el plano de elevación ($\phi=0^\circ$)

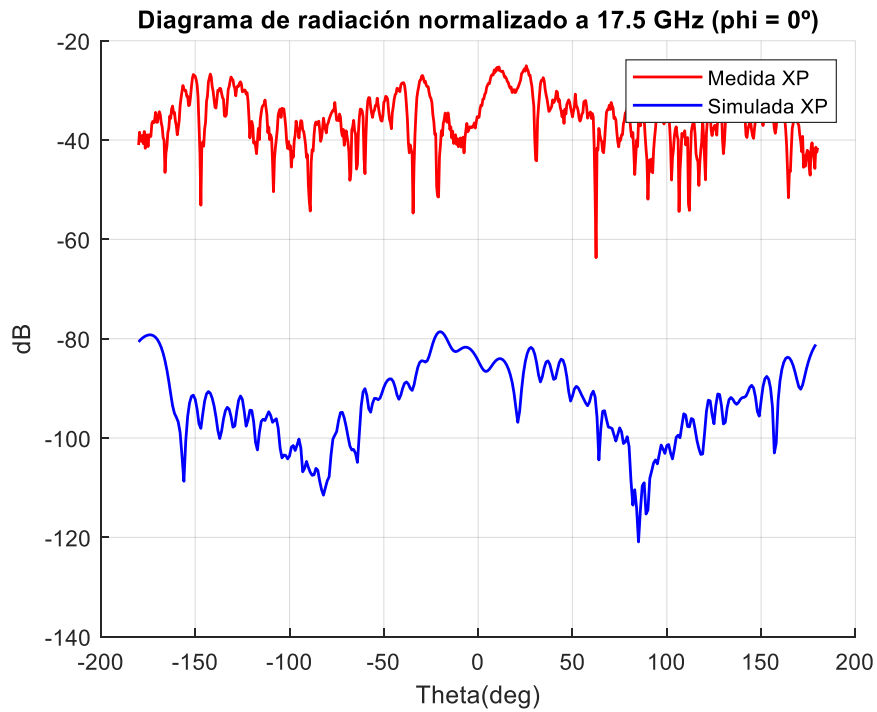


Figura 130: Diagrama de radiación a 17.5 GHz normalizado, componente contrapolar, en el plano de elevación ($\phi=0^\circ$)

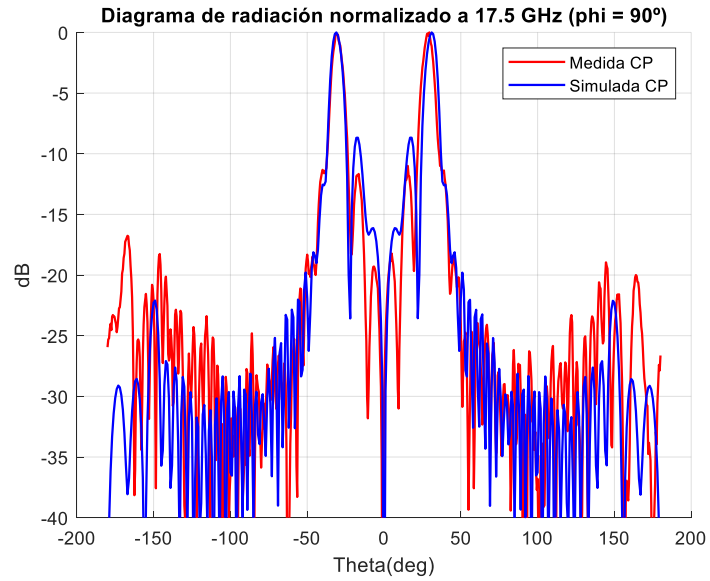


Figura 131: Diagrama de radiación a 17.5GHz normalizado, componente copolar, en el plano de elevación ($\varphi=90^\circ$)

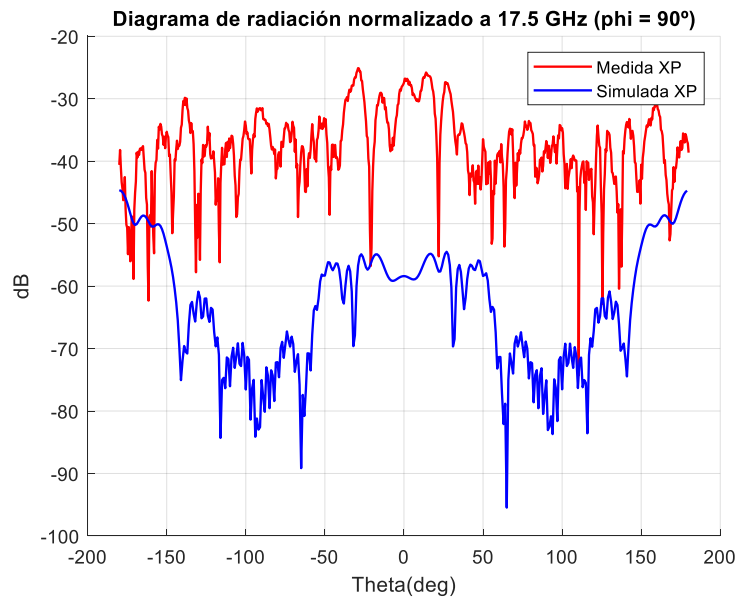


Figura 132: Diagrama de radiación a 17.5 GHz normalizado, componente contrapolar, en el plano de elevación ($\varphi=90^\circ$)

<i>Frecuencia 16.5 GHz</i>	$\varphi=0^\circ$	$\varphi=90^\circ$
Ancho de haz a -3dB	-7.2 dB	-7.12 dB
Nivel de SLL	-11.78 dB	-13.44 dB
Relación copolar/contrapolar	-24 dB	-27.54 dB

Tabla 30: Valores medidos a la frecuencia 16.5 GHz

Anexo D: Rizado del diagrama omnidireccional en los extremos de la banda de trabajo

- **Frecuencia de 16.5 GHz**

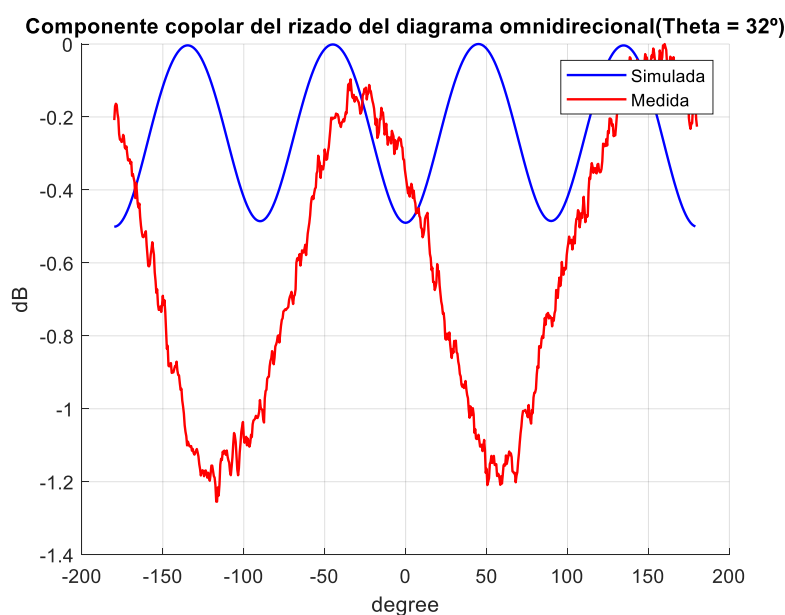


Figura 133: Rizado (componente copolar) del diagrama omnidireccional en la dirección de máximo apuntamiento ($\theta=32^\circ$). Frecuencia 16.5 GHz

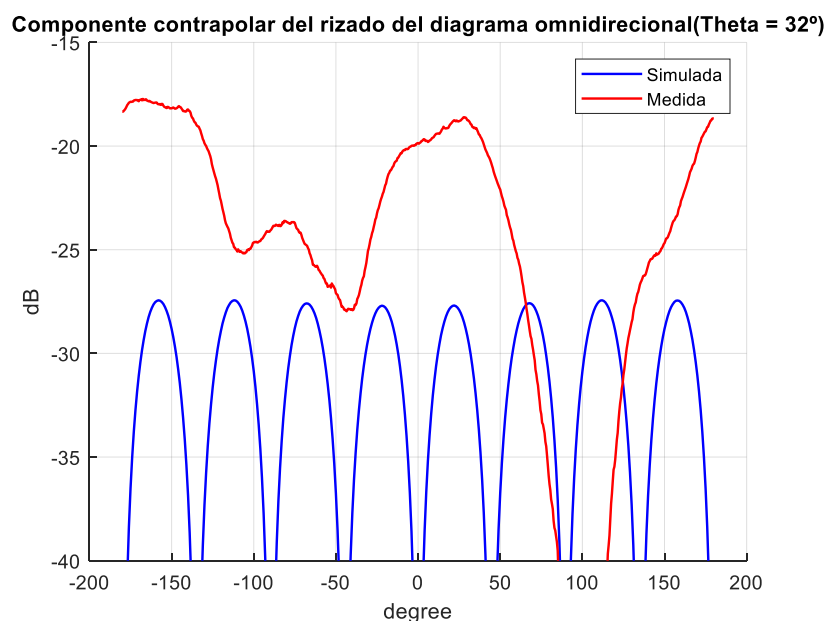


Figura 134: Rizado (componente contrapolar) del diagrama omnidireccional en la dirección de máximo apuntamiento ($\theta=32^\circ$). Frecuencia 16.5 GHz

- **Frecuencia de 16.5 GHz**

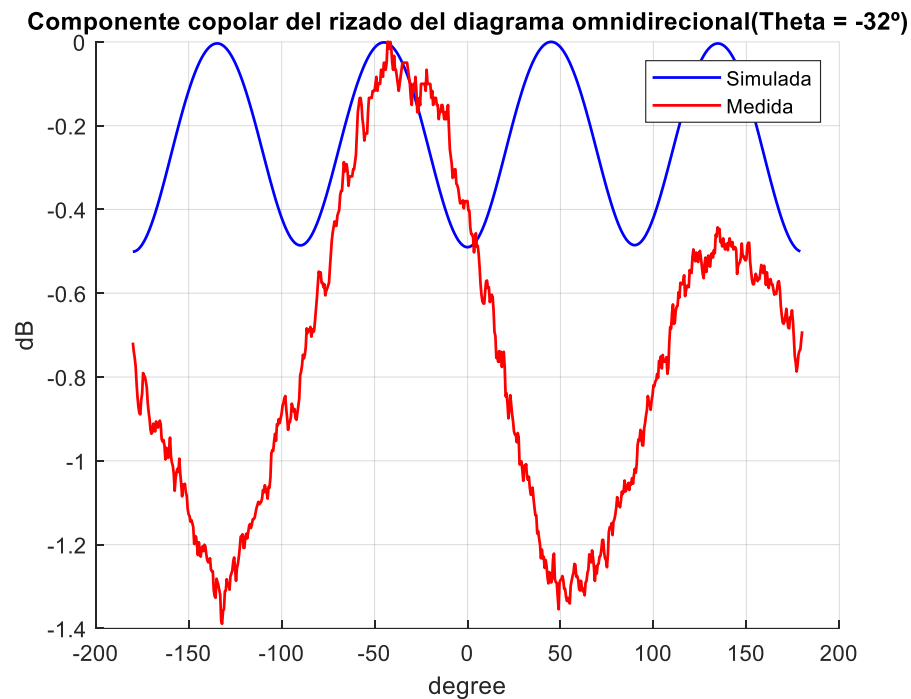


Figura 135: Rizado (componente copolar) del diagrama omnidireccional en la dirección de máximo apuntamiento ($\theta=-32^\circ$). Frecuencia 16.5 GHz

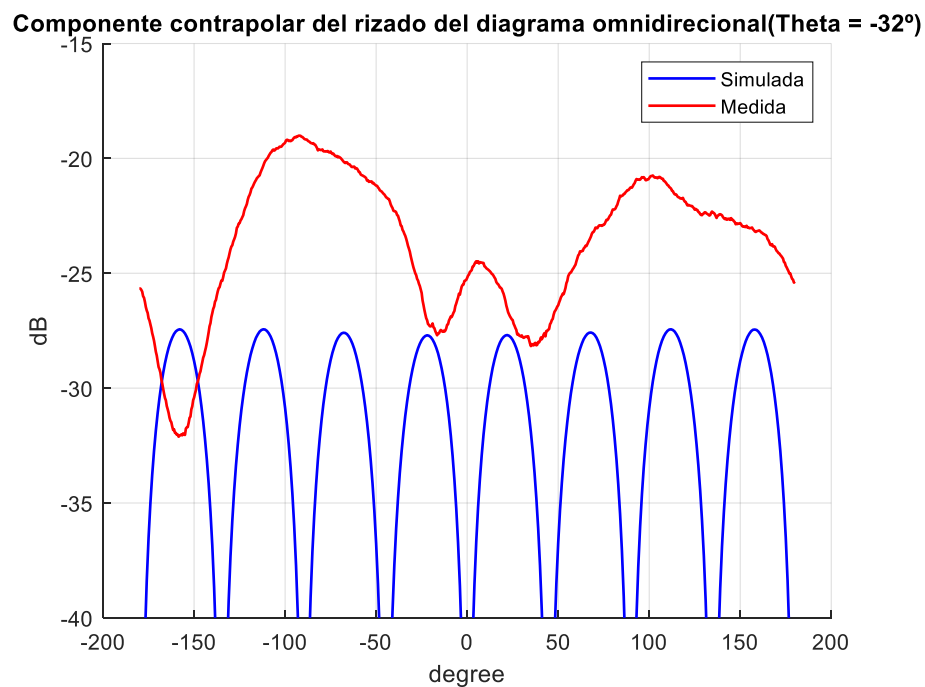


Figura 136: Rizado (componente contrapolar) del diagrama omnidireccional en la dirección de máximo apuntamiento ($\theta=-32^\circ$). Frecuencia 16.5 GHz

- **Frecuencia de 17.5 GHz**

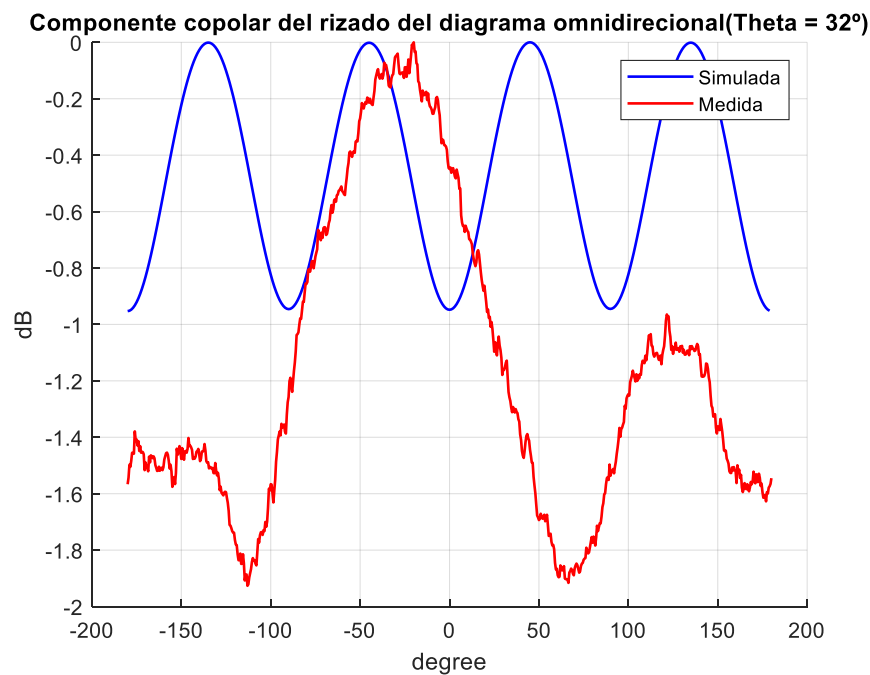


Figura 137: Rizado (componente copolar) del diagrama omnidireccional en la dirección de máximo apuntamiento ($\theta=32^\circ$). Frecuencia 17.5 GHz

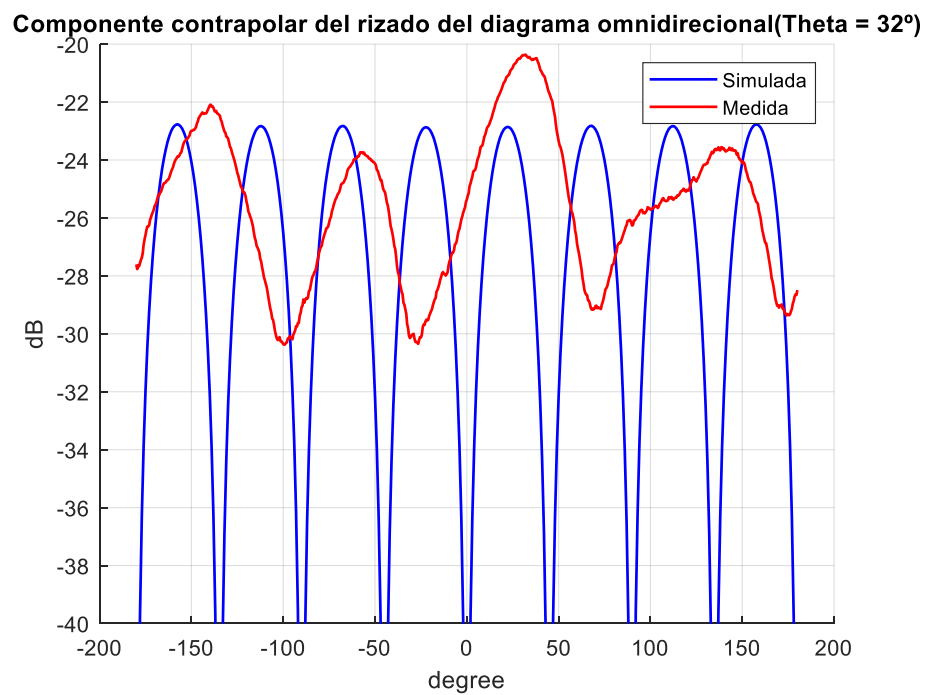


Figura 138: Rizado (componente contrapolar) del diagrama omnidireccional en la dirección de máximo apuntamiento ($\theta=32^\circ$). Frecuencia 17.5 GHz

- **Frecuencia de 17.5 GHz**

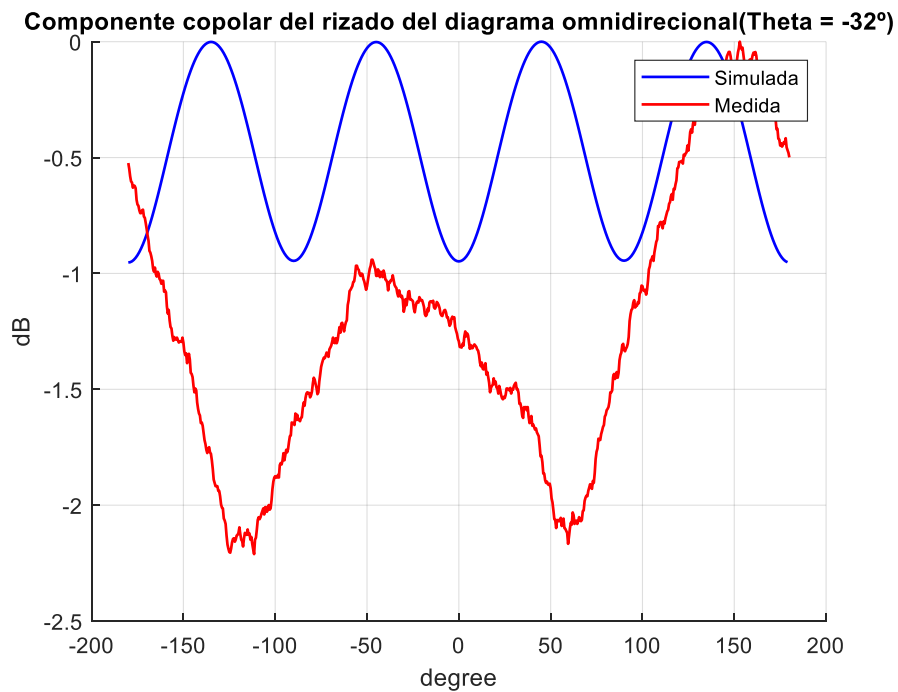


Figura 139: Rizado (componente copolar) del diagrama omnidireccional en la dirección de máximo apuntamiento ($\theta=-32^\circ$). Frecuencia 17.5 GHz

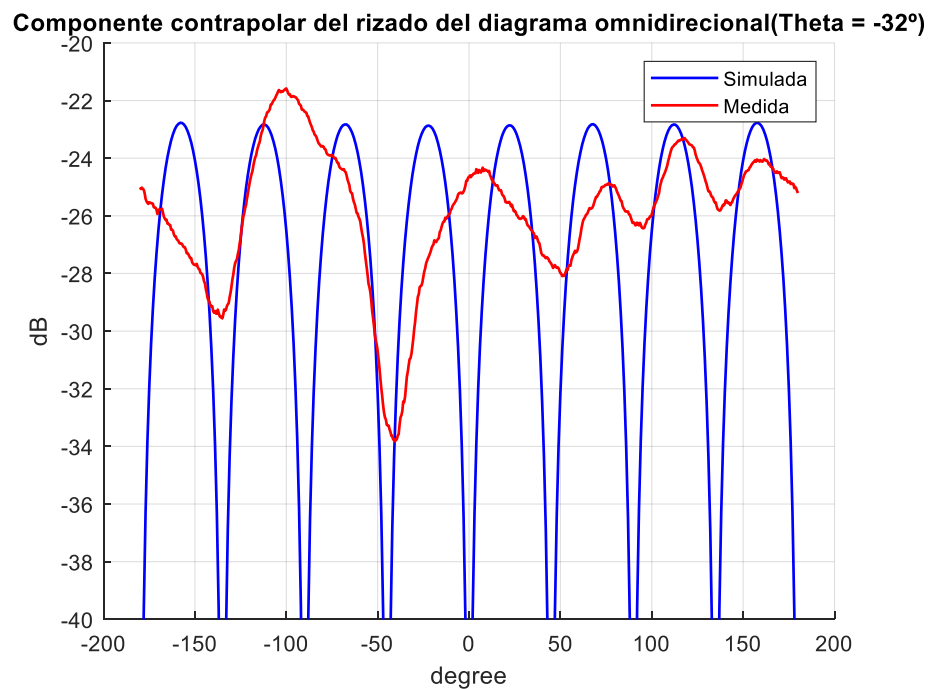


Figura 140: Rizado (componente contrapolar) del diagrama omnidireccional en la dirección de máximo apuntamiento ($\theta=-32^\circ$). Frecuencia 17.5 GHz

Anexo E: Parámetros asociados a cada longitud de ranura del elemento radiante formado por tres ranuras paralelas

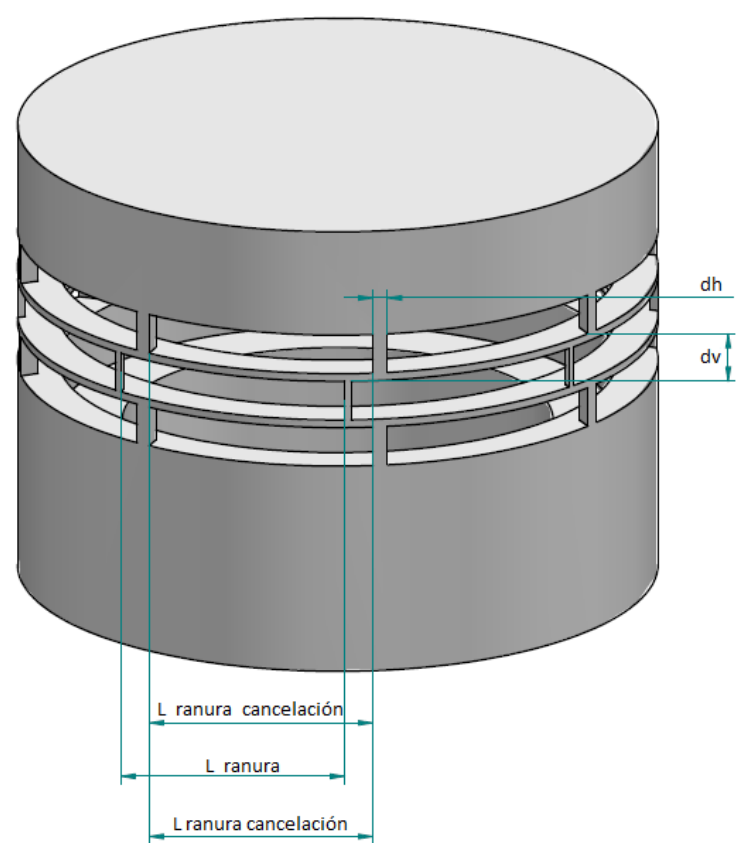


Figura 141: Cotas elementos principales del elemento radiante formado por tres ranuras paralelas

Longitud ranura [mm]	Longitud ranura de cancelación [mm]	dv [mm]	dh [mm]
4,5	4,1	2,46	0,61
4,55	4,06	2,51	0,61
4,6	4,06	2,51	0,61
4,65	4,07	2,51	0,61
4,7	4,08	2,69	0,59
4,75	4,09	2,69	0,59
4,8	4,75	2,05	0,64
4,85	4,75	2,05	0,64
4,9	4,75	2,05	0,64

Longitud ranura [mm]	Longitud ranura de cancelación [mm]	dv [mm]	dh [mm]
4,95	4,75	2,05	0,64
5	4,6	2,27	0,49
5,05	4,6	2,29	0,49
5,1	4,6	2,35	0,45
5,15	4,59	2,43	0,44
5,2	4,49	2,93	0,39
5,25	4,5	2,93	0,41
5,3	4,675	2,6	0,578
5,35	4,7	2,91	0,39
5,4	4,81	2,65	0,42
5,45	4,97	2,83	0,44
5,5	5,14	3	0,32
5,55	5,18	2,41	0,68
5,6	5,29	2,43	0,27
5,65	5,39	2,53	0,82
5,7	5,4	1,93	0,96
5,75	5,57	1,34	0,27
5,8	5,67	1,1	0,52
5,85	5,675	1,1	0,52
5,9	5,69	1,25	0,53

Figura 31: Valores asociados a cada parámetro que conforma el elemento radiante formado por tres ranuras paralelas en función de la longitud de la ranura principal